E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

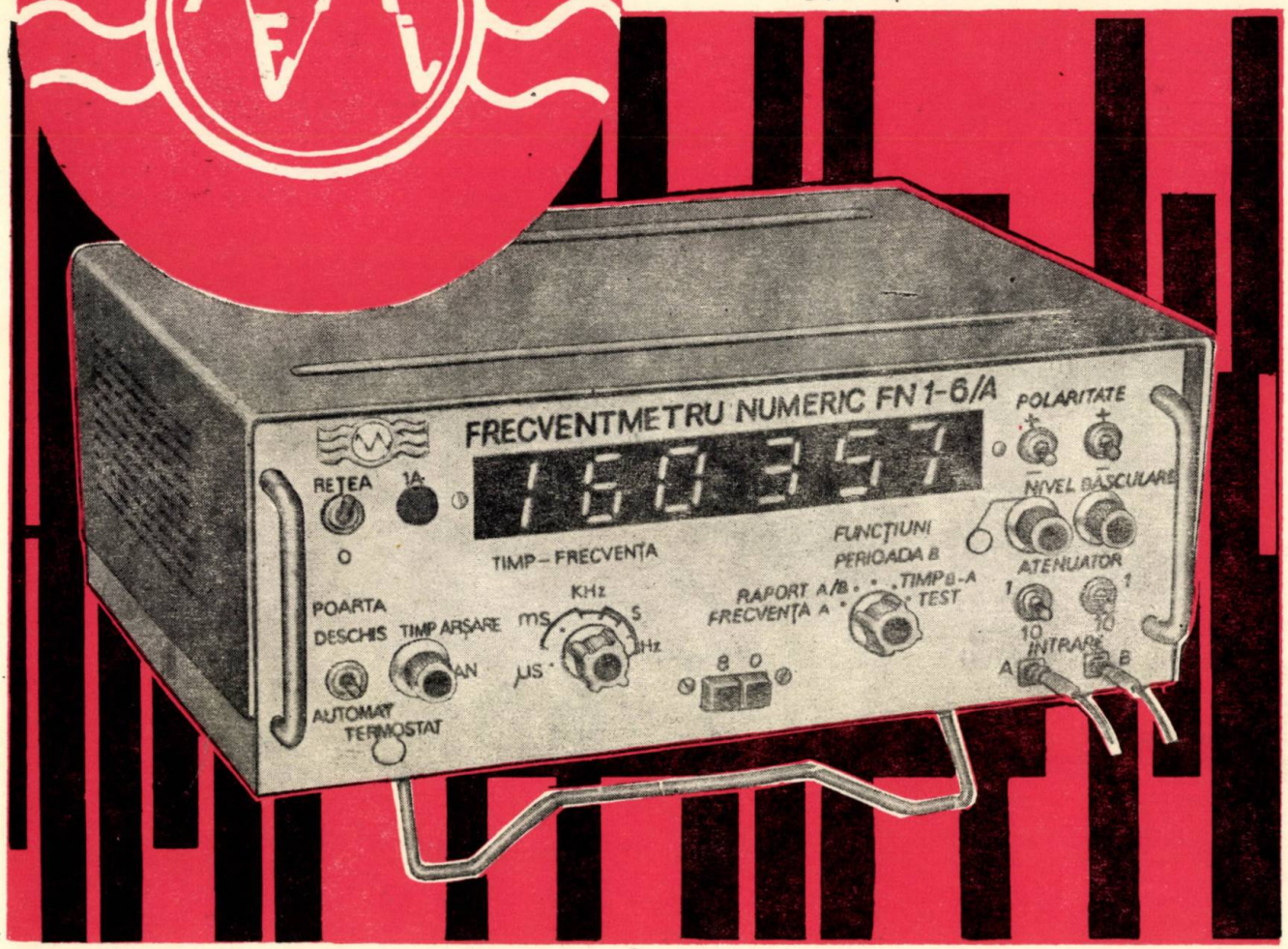
1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 1 ● IANUARIE — FEBRUARIE 1973

MICM—CIETV

Fabrica de Aparate Electronice de Măsură și Industriale

București, Sectorul 2, Șoseaua Fabricii de Glucoză Nr. 9—11 Cont 30.06.05.00 BNRSR Sector 2, București Tel. 33.77.49, 33.78.14



Execută:

Numărător universal cu 6 cifre (FN1-6/A)

Aparatul permite măsurarea numerică a frecvenței, perioadei, raportului a 2 frecvențe, duratei impulsurilor și intervalelor de timp între 2 impulsuri. De asemenea, înregistrează numărul de impulsuri care i se aplică la intrare.

Cu ajutorul unor traductoare adecvate, un mare număr de mărimi neelectrice se pot converti într-una din mărimile de mai sus. Astfel se pot măsura turația, debitul, viscozitatea, deplasarea, elasticitatea, temperatura, viteza, accelerația.

- numărare: rezoluție 1 μs
- frecvență: 10 Hz . . . 1 MHz
- perioadă: 10 Hz . . . 100 kHz
- puterea electrică absorbită de la rețea: 150 VA
- dimensiuni de gabarit: 200×435×375 mm
- greutate: 27 kg

Și următoarele aparate electronice de măsură

- Umidometru electronic (T1)
- Vibrometru portabil tranzistorizat (VP-3)
- Osciloscopul de serviciu (OS-1)
- Voltmetru numeric cu 4 cifre de c.c. (VN1—4/B)
- Tranzistormetru
- Generator de joasă frecvență
- Voltmetru electronic universal
- Torsiometru electronic TSE-L
- Punte tensometrică cu un canal TE-L/0

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 1, ianuarie — februarie, p. 1—48

CUPRINS

CZ 621—52 : 6.001.13 : 061.6

Sîrbu M., Toader S. şi *Constantin M.*:
Activitatea Institutului de Cercetări şi Proiectări Automatizări. Realizări (1962—1972). **Perspective.**
Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 1—14

CZ 681.32

Brăileanu Gr.:
Modelarea numerică a proceselor liniare continue pentru calculul în regimuri repetitive de mare rapiditate.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr. 1973, p. 15—18

În lucrare se modelează procesele dinamice a căror funcţionare este descrisă de ecuaţii diferenţiale liniare prin dezvoltarea soluţiei în serie de polinoame Cebîşev, prezentîndu-se atît algoritmul de calcul al coeficienţilor dezvoltării cît şi algoritmul de evaluare a duratei regimului tranzitoriu pentru stabilirea intervalului de aproximare

CZ 621.372.6 : 621.382.3

Vladimirescu A. şi *Răduţ Monica*:
REGIST, program pentru analiza neliniară de curent continuu a circuitelor cu transistoare bipolare

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 19—28

Se descrie un program pentru analiza automată, cu ajutorul calculatorului electronic, a circuitelor cu transistoare bipolare, adaptîndu-se programul existent la calculatoarele disponibile în România şi extinzîndu-se capabilităţile acestui program.

CZ 621.38.049—181.4

Manolescu Anca Manuela:
Tehnologii şi materiale folosite pentru realizarea circuitelo integrate cu straturi subţiri

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 28—37

Articolul se încadrează în preocupările actuale de elaborare a circuitelor integrate hibride care prezintă avantajele miniaturizării, fiabilităţii şi reducerii preţului de cost.

CZ 681.335

Pop V.:
Schemă logică iterativă pentru înmulţirea şi împărţirea binară.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 37—43

Se expune o metodă pentru accelerarea înmulţirii şi împărţirii în blocurile aritmetice ale calculatoarelor electronice numerice. Mărirea vitezei de calcul a schemei se face atît prin mărirea volumului echipamentului, cît şi prin folosirea unor metode de operare mai avantajoase.

CZ 681.32

Mihoc D. şi *Iliescu S.*:
Consideraţii asupra minicalculatoarelor.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 43—47

Principalele caracteristici, performanţele şi aplicaţiile acestora.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 2082

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–52 : 6.001.13 : 061.6

Сырбу М., Тоадер С. и *Константин М.:*
Деятельность Исследовательского и Проектного Института по Автоматизации. Достижения (1962 – 1972). Перспективы.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 1–14

ДК 681.32

Брэиляну Гр.:
Числовое моделирование постоянных динейных процессов в повторяемых режимах высокой быстроты.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 15–18

В работе моделируются динамические процессы, функция которых описана линейными дифференциальными уравнениями путем серийного развития полиномов Чебышева. Приводится алгоритм расчета коэффициентов развития, а также алгоритм оценки продолжительности неустановившегося режима для установления интервала приближения.

ДК 621.372.6 : 621.382.3

Владимиреску А. и *Рэдуц Моника:*
РЕГИСТ, программа ддя нединейного анализа постоянного тока цепей о двуполюсными транзисторами.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 19–28

Описывается программа для автоматического анализа, при помощи электронной вычислительной машины, цепей с двуполюсными транзисторами, с приспособлением программы к имеющимся в Румынии вычислительным машинам и с расширением возможностей этой программы.

ДК 621.38.049–181.4

Манолеску Анка Мануела:
Технологии и материалы, применяемые для осуществления цепей интегрированых тонкими слоями.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 28–37

Статья посвящена современным вопросам в связи с разработкой интегрированных гибридных цепей, отличающихся преимуществом миниатюризации, надежностью и пониженной себестоимостью.

ДК 681.335

Поп В.:
Логическая итеративная схема для бинарного умножения и деления.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 37–43

Описывается метод ускоренного умножения и деления в арифметических блоках цифровых электронных вычислительных машин. Скорость расчета схемы можно увеличить за счет увеличения объема аппаратуры, а также путем применения более выгодных методов работы.

ДК 681.32

Михок Д. и *Илиеску С.*
К вопросу мнивычислительных машин.

Automatica şi Electronica 17, № 1, янв.–февр. 1973, стр. 43–47

Основная характеристика показатели и их применяемость.

INHALTSVERZEICHNIS

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

DK 621–52 : 6.001.13 : 061.6

Sîrbu M., Toader S. und *Constantin M.:*
Tätigkeit des Forschungs-und Projektierungsinstituts für Automation. Leistungen (1962–1972).Perspektiven.

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan-Febr. 1973, S. 1–14

DK 681.32

Brăileanu Gr.:
Nummerische Modellierung linearer fortlaufender Prozesse für die Berechnung bei rasehen repetitiven Betriebszuständen

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan.-febr. 1973, S. 15–18

Der Verfasser modellierte dynammische Prozesse, deren Ablauf anhand linearer Differentialgleichungen, durch die Entwicklung der Lösung in der Reine der Tschebyschew-Polynome beschrieben wird und legt sowohl den Berechnungsalgorithumus der Entwicklungskoeffizienten als auch den Bewertungsalgorithmus der Dauer des nichtstationären Betriebs für die Bestimmung des Annäherungsintervalls dar.

DK 621.372.6 : 621.382.3

Vladimirescu A. und *Răduţ Monica:*
REGIST, Programm für nichtlineare Gleichstromanalyse der Kreise mit zweipoligen Transistoren.

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan.-Febr. 1973, S. 19–28

Es wird ein Programm für die automatische Analyse der Kreise mit zweipoligen Transistoren mit Hilfe des elektronischen Rechners beschrieben, wobei das bestehende Programm der in Rumänien vorhandenen Rechner angepasst und die Möglichkeiten dieses Programms ausgeweitet werden.

DK 621.049–181.4

Manolescu Anca Manuela:
Für Integrierschaltungen mit dünnen Schichten verwendete Technologien und Werkstoffe.

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan.-Febr. 1973, S. 28–37

Der Artikel widerspiegelt die gegenwärtigen Bemühungen um die Entwicklung hybrider Integrierschaltungen, die den Vorteil der Miniaturisierung, Zuverlässigkeit und Senkung des Gestehungspreises aufweisen.

DK 681.335

Pop V.:
Logische Iterationsschaltung für binäre Multiplikation und Division.

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan.-Febr. 1973, S. 37–43

Es wird eine Methode für die Beschleunigung der Multiplikation und Division in den aritmetischen Blocks der Digitalrechner dargelegt. Die Erhöhung der Rechnungsgeschwindigkeit der Schaltung erfolgt sowol durch die Vergrösserung des Ausrüstungsumfangs als auch durch die Anwendung günstigerer Operationsmethoden.

DK 681.32

Mihoc D. und *Iliescu S.:*
Erwägungen in bezug auf Kleinrechner.

Automatica şi Electronica 17, H. 1, Jan.-Febr. 1973, S. 43–47

Die wichtigsten Kennzeichen, Leistungen und Anwendungsbereiche dieser Rechner werden dargelegt.

CONTENTS

DC 621–52 : 6.001.13 : 061.6

Sîrbu M., Toader S. and *Constantin M.*:
Activity of the Automation and Research Institute. Achievements (1962–1972). Prospects.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian–febr 1973, p. 1–14

DC 681.32

Brăileanu Gr.:
Digital simulation of continuous linear processes for high speed repetition rate calculations.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian–febr 1973, p. 15–18

The author describes the simulation of the dynamic processes expressed by linear differential equations and the Tchebyshev polynominal expansion, presenting both the calculation algorithm of the expansion coefficients and the evaluation algorithm of the transitory regime duration with the view of determining the approximation range.

DC 621.372.6 : 621.382.3

Vladimirescu A. and *Răduţ Monica*:
REGIST, a programme for non-linear analysis of double-pole transistor circuits.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 19–28

The paper describes an automatic analysis programme, carried out by means of electronic computers, of double-pole transistor circuits. The programme whose capabilities are widened was worked out for the computers available in Romania.

DC 621.38.049–181.4

Manolescu Anca Manuela:
Technologies and materials for the achievement of integrated thin-layer circuits.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr. 1973, p. 28–37

The paper describes the building of hybride, integrated circuits which offer several advantages: miniaturization, reliability, lower costs.

DC 681.335

Pop V.:
Iterative logical diagram of binary multiplication and division.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 37–43

The author presents a method due to accelerate multiplication and division carried out by the plug-in units of digital computers. Increased computing rate is achieved both by developed equipment and by more advantageous operation methods.

DC 681.32

Mihoc D. and *Iliescu S.*:
About mini-computers.

Automatica şi Electronica 17, nr. 1, ian-febr 1973, p. 43–47

Main features, performances and applications of mini-computers.

SOMMAIRE

CD 621–52 : 6.001.13 : 061.6

Sîrbu M., Toader S. et *Constantin M.*:
L'activité de l'Institut de recherches et d'élaboration de projets d'automation. Réalisations (1962–1972). Perspectives.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan-févr. 1973, p. 1–14

CD 681.32

Brăileanu Gr.:
Le modelage numérique des processus linéaires continus pour le calcul dans les régimes répétitifs de grande rapidité.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan-févr. 1973, p. 15–18

Dans cet ouvrage on fait le modelage des processus dynamiques dont le fonctionnement est décrit par des équations différentielles linéaires, par le développement de la solution en série de polynomes Tchebychev, et l'on présente l'algorithme de calcul des coefficients du développement, ainsi que l'algorithme d'évaluation de la durée du régime transitoire, pour l'établissement de l'intervalle d'aproximation.

CD 621.372.6 : 621.382.3

Vladimirescu A. et *Răduţ Monica*:
REGIST, programme d'analyse non-linéaire de courant continu des circuits à transistors bipolaires.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan.-févr. 1973, p. 19–28

On décrit un programme pour l'analyse automatique, à l'aide du calculateur électronique, des circuits à transistors bipolaires, adaptant le programme existant aux calculateurs disponibles en Roumanie, et intensifiant les capacités de ce programme.

CD 621.38.049–181.4

Manolescu Anca Manuela:
Technologies et matériaux utilisés pour réaliser les circuits intégrés avec des couches minces.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan.-févr. 1973, p. 28–37

Cet article s'inscrit parmi les préoccupations actuelles concernant l'élaboration des circuits intégrés hybrides, qui offrent des avantages se rapportant à la miniaturisation à la fiabilité et à la réduction du prix de revient.

CD 681.335

Pop V.:
Schéma logique itératif pour la multiplication et la division binaire.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan.-févr. 1973, p. 37–43

On présente une méthode destinée à accélérer la multiplication et la division dans les blocs aritmétiques des calculateurs électroniques numériques. L'accroissement de la vitesse de calcul du schéma s'effectue par l'agrandissement du volume de l'équipement, ainsi que par l'utilisation de certaines méthodes de travail plus avantageuses.

CD 681.32

Mihoc D. et *Iliescu S.*:
Considérations sur les mini-calculateurs.

Automatica şi Electronica 17, no. 1, jan-févr. 1973, p. 43–47

Les caractéristiques principales, les performances et les applications de ces calculateurs.

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 1—48) nr. 1, ianuarie—februarie București, 1973

Ing. M. SÎRBU, ing. S. TOADER și ing. M. CONSTANTIN*

ACTIVITATEA INSTITUTULUI DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI. REALIZĂRI (1962—1972). PERSPECTIVE

Profilul de activitate al institutului constă în elaborarea documentațiilor tehnice pentru automatizarea proceselor tehnologice, a mașinilor și agregatelor din toate ramurile industriale, inclusiv studiile și cercetările experimentale necesare atît pentru nevoile interne, cît și pentru instalațiile ce se exportă.

În cei 10 ani de activitate, Institutul de Cercetări și Proiectări Automatizări (IPA) a participat la edificarea unor obiective și realizarea unor acțiuni de importanță deosebită pentru economie, a contribuit la atingerea unor performanțe de vîrf ale unor utilaje și linii tehnologice realizate în țară. În cei 10 ani de la înființarea sa institutul și-a format un colectiv bine închegat de cadre de înaltă calificare, cu o bogată experiență de specialitate.

În perioada 1962—1972 s-au realizat în țară, pe baza proiectelor elaborate în institut, instalații de automatizare în valoare de peste 1,6 miliarde lei, pentru toate domeniile economiei naționale, economisindu-se în acest mod importante fonduri valutare. S-au extins, ca urmare a activității de concepție a institutului, și posibilitățile de livrare complexă a instalațiilor de automatizare, satisfăcîndu-se în condiții din ce în ce mai bune cerințele beneficiarilor și asigurîndu-se garanțiile necesare. Valoarea livrărilor complexe de instalații de automatizare, pe baza proiectelor elaborate în institut, a crescut în 1972 cu peste 500% față de 1965.

Pe baza proiectelor elaborate în institut s-au realizat instalații și echipamente de automatizare fabricate în serie și necesare agregatelor și utilajelor furnizate de industria constructoare de mașini, dintre care pot fi menționate instalații de automatizare pentru agregate termice, mașini-unelte, utilaje și agregate pentru industria petrochimică, pentru industria materialelor de construcții, metalurgie, minieră, alimentară, ușoară etc. S-au realizat, de asemenea, instalații și echipamente de automatizare pentru exporturi complexe și export de utilaje în R.D.G., R. P. Chineză, U.R.S.S., Egipt, Iran, R.S.F.I., Tunisia, R.P.B. etc.

Pentru intensificarea asimilării în fabricație a elementelor și echipamentelor de automatizare, în perioada 1962—1972 a sporit de peste 4 ori capacitatea de cercetare în institut. În această perioadă s-au finalizat peste 100 de teme de cercetare de importanță deosebită din punct de vedere al producției mijloacelor de automatizare. Cercetările finalizate privesc în special creșterea gradului de integrare al licențelor achiziționate, diversificarea și modernizarea producției, precum și asimilarea în fabricație a unui număr important de elemente, echipamente și sisteme de automatizare de concepție proprie.

În ultimii 5 ani (1967—1971) s-au elaborat peste 150 de prototipuri de elemente și echipamente de automatizare, durata medie a unei cercetări fiind de cca 2 ani. Efectele economice calculate permit recuperarea cheltuielilor de cercetare-dezvoltare în mai puțin de 1—4 ani. Ca urmare a valorificării cercetărilor încheiate se preconizează a se realiza în perioada 1973—1975 importante sporuri de producție, economii valutare și acumulări suplimentare.

Dintre realizările mai importante pot fi menționate sistemele și echipamentele de comutație statică, echipamentele de acționări electrice reglabile, echipamentele de comandă program numerică, aparatura de telemecanică și transmitere de date, regulatoare și traductoare pentru procese tehnologice.

* Ing. *M. Sîrbu* este director al Institutului de Cercetări și Proiectări Automatizări, ing. *S. Toader* — director adjunct științific, ing. *M. Constantin* — inginer șef.

În organizarea sa actuală IPA face parte din Centrala Industrială de Automatizări (CIA) — MICMUE şi are un profil complex de cercetare, proiectare, asistenţă tehnică la montaj şi puneri în funcţiune, elaborare de avize, oferte şi lucrări pentru export, activitate de microproducţie pentru autodotare şi pentru realizarea de echipamente, elemente şi instalaţii de automatizare sub formă de unicate sau serie mică pe bază de contracte cu beneficiarii.

În domeniul proiectării sistemelor şi instalaţiilor de automatizare, precum şi al conducerii proceselor de producţie cu calculatoare, principalele ramuri în care IPA a cîştigat experienţă prin lucrările elaborate pînă în prezent sînt următoarele:

— industria chimică (instalaţii de îngrăşăminte azotoase şi fosfatice, linii de acid sulfuric, instalaţii sodice, linii de negru de fum, fenol, etilenă, polietilenă, cauciuc sintetic, PVC, fibre sintetice etc.);

— industria petrolieră şi petrochimică (rafinării, blocuri de ulei, transport şi prelucrare gaze şi ţiţei);

— industria constructoare de maşini şi electrotehnică (cuptoare de tratament termic, maşini-unelte şi agregate, conveioare, compresoare, cazane de abur şi apă caldă, utilaje pentru industria chimică şi energetică, utilaje pentru industria constructoare de maşini şi electrotehnică, utilaje pentru construcţii, locomotive Diesel hidraulice şi electrice, grupuri de foraj, standuri de probă pentru generatoare şi turbine);

— industria metalurgică (furnale, cuptoare adînci, acţionări de laminoare şi cuptoare, benzi de aglomerare etc.);

— industria energetică (turbo— şi hidroagregate, puncte termice, instalaţii în centrale electrice);

— industria materialelor de construcţii (linii de ciment, fabrici de sticlă, cuptoare de var, centrale de betoane, instalaţii conexe);

— industria minieră şi extractivă (uzine de prepararea minereului şi cărbunelui, dispecerizări şi transporturi în subteran şi la suprafaţă, exploatări saline, instalaţii de aeraj, evacuarea apelor etc.);

— industria uşoară şi alimentară (mori de mare capacitate, depozite frigorifice, silozuri de cereale, fabrici de ulei comestibil, fabrici de bere, fabrici de pîine, instalaţii de condiţionare a aerului în hale industriale şi localuri publice etc.);

— agricultură, îmbunătăţiri funciare, gospodăria apelor (alimentare cu apă, epurarea apelor şi canalizări, sere legumicole şi floricole, sisteme de irigaţii şi desecări, fabrici de nutreţuri combinate, crescătorii de păsări şi animale);

— automatizări pentru sectorul de deservire (transport feroviar şi urban, poştă şi telecomunicaţii, întreprinderi hoteliere şi turistice, centre de calcul electronic etc.).

Pentru a asigura din punct de vedere al concepţiei obiectivul principal al Centralei Industriale de Automatizări — (proiectare, furnitură, montaj, punere în funcţiune), IPA a organizat începînd din 1971 o activitate de „engineering în automatizări" în strînsă legătură cu ativitatea de livrări complexe şi cu funcţiunea comercială a CIA. În cadrul acestei activităţi se realizează următoarele:

— elaborarea de oferte tehnice pentru instalaţii de automatizare pentru beneficiarii interni şi pentru export;

— participarea la tratativele cu firmele străine pentru aspectele tehnice referitoare la importul şi exportul de instalaţii şi elemente de automatizare şi întocmirea avizelor de specialitate, precum şi pentru iniţierea şi organizarea acţiunilor de cooperare cu firme străine în domeniul automatizării;

— legătura strînsă prin cadre de specialitate cu unităţile de proiectare sau engineering tehnologic pentru elaborarea temei şi conţinutului instalaţiei de automatizare.

În cei doi ani de la organizarea acestei activităţi s-au întocmit peste 80 de oferte tehnice pentru export. În această perioadă, exportul de instalaţii de automatizare a crescut la CIA cu cca 40%.

Tematica de cercetare a institutului cuprinde următoarele direcţii şi profile de bază în elaborarea de echipamente şi aparatură;

— sisteme unificate şi specializate pentru reglarea automată a parametrilor pentru procese tehnologice (temperaturi, debite, nivele, presiuni, concentraţie etc.) inclusiv traductoare şi regulatoare, realizate cu elemente electronice (discrete sau integrate), pneumatice, electromecanice etc.;

— sisteme unificate şi specializate pentru acţionări electrice şi automatizarea instalaţiilor de forţă, inclusiv reglarea automată a proceselor dinamice rapide cu electromotoare de c.c. şi c.a., elaborarea de convertizoare statice şi invertoare cu tiristoare pentru alimentare, echipamente pentru excitaţia statică a grupurilor energetice, regulatoare de tensiune, echipamente de acţionări electrice reglabile pentru procese industriale, inclusiv reglări numerice (acţionări de laminoare, benzi de aglomerare, variatoare pentru maşini- unelte, acţionări pentru fabrici de sticlă, ciment, fabrici de pîine, industria hîrtiei etc.);

— sisteme unificate şi specializate de comutaţie statică şi echipamente secvenţiale, numerice pentru comandă şi programare (echipamente de comandă program numerică a maşinilor-unelte şi agregatelor), programatoare numerice pentru linii tehnologice, echipamente de cîntărire şi dozare automată;

— sisteme de transmiterea şi prelucrarea informaţiei cuprinzînd aparatură de telemecanică, transmitere de date, dispecerizări, pază contra efracţiunilor şi incendiilor, control centralizat, conducerea proceselor cu calculatoare, sisteme integrate de conducere — cu aplicaţii în energetică, tracţiune feroviară şi urbană, extracţia şi transportul prin conducte de ţiţei şi gaze, dispecerizare în mari combinate (petrochimice, metalurgice), reţele de distribuţie urbană cu gaze şi apă, sisteme de irigaţii, inclusiv elementele specifice pentru cuplarea calculatoarelor la procese tehnologice şi la echipamente de telemecanică şi transmitere de date, şi elaborarea de programe (software) de bază pentru proces şi teletransmisii şi programe de aplicaţie specifice.

În afara acestor profile, institutul efectuează o serie de studii şi cercetări cu caracter general, specifice profilului şi anume :

— studiul proceselor industriale (identificări, elaborare de modele matematice, optimizări)

— studii şi cercetări de siguranţă în funcţionare şi calitatea elementelor şi echipamentelor de automatizare, lucrări de omologare de produse din profil ;

— studii şi cercetări economice, de marketing şi prognoză în domeniul automatizării.

Trebuie menţionat faptul că, în întreaga sa activitate de proiectare şi cercetare, IPA are o strînsă legătură şi colaborare cu toate celelalte institute de proiectare tehnologice, cu institutele de cercetări şi mixte de cercetare-proiectare, cu institutele de învăţămînt superior, cu uzinele producătoare de echipamente şi elemente, întreprinderi de montaj. Dintre beneficiarii institutului, în număr de peste 600, fac parte şi cele mai mari combinate industriale, din care am putea enumera : Combinatele siderurgice Galaţi şi Hunedoara, Grupurile industriale de chimie GIP — Piteşti, Brazi, Rm. Vîlcea, Făgăraş, Tg. Mureş, Tr. Măgurele, Slobozia, mari fabrici constructoare de maşini ca UMGB, Reşiţa etc.

În cele ce urmează se vor evidenţia, prin cîteva exemple, instalaţii, echipamente şi elemente de automatizare realizate în cadrul Centralei Industriale de Automatizări, prin concepţia IPA.

În industria chimică şi petrolieră, o serie de instalaţii, proiectate pentru R.S.R. şi pentru export de către institutele Ministerului Chimiei (IPRAN, IPROCHIM, IPROSIN) pentru partea de tehnologie şi de către IPA pentru partea de automatizare, au fost realizate sub forma livrărilor complexe de către CIA şi sînt în prezent în funcţiune în R.S.R. şi în alte ţări, sau în curs de execuţie. Astfel s-au realizat şi pus în funcţiune instalaţii de automatizare pentru liniile de acid sulfuric de 100 000 t/an de la Turnu Măgurele şi Năvodari, fabrica de fibre artificiale Brăila, liniile de acid fosforic de la Năvodari şi Valea Călugărească, instalaţiile de amoniac, uree, acid azotic şi azotat de amoniu din cadrul Grupului de îngrăşăminte azotoase de la Slobozia şi instalaţii aferente Grupului de îngrăşăminte de la Tîrgu Mureş. S-a realizat, de asemenea, automatizarea instalaţiilor de anhidridă ftalică de la Brazi precum şi instalaţiile de automatizare ale fabricii de negru de fum Piteşti, Copşa Mică.

S-au realizat sau sînt în curs o serie de lucrări pentru conducerea prin calculator a unor procese chimice (la Grupul industrial petrochimic Piteşti), sau la fabrici de ciment (Fieni, Hoghiz).

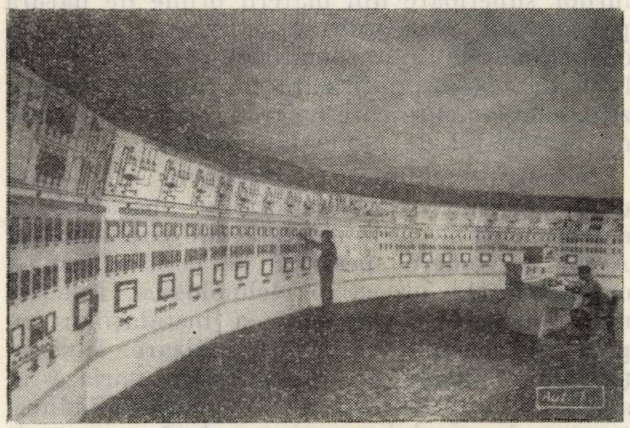


Fig. 1. Camera de comandă de la linia II negru de fum GIP-Piteşti.

În industria extractivă a petrolului şi gazelor şi în transportul acestor materii prime pe conducte magistrale prezintă o importanţă mare supravegherea centralizată a proceselor prin echipamente de telemecanică şi control centralizat. Asemenea echipamente s-au livrat, pe baza concepţiei IPA, de unităţile CIA pentru cîmpurile de extracţie ţiţei de la Moineşti şi Moşoaia (360 sonde automatizate), în prezent fiind în curs de realizare documentaţia de automatizare pentru conducta de gaze U.R.S.S. — R.S.R. — R.P.B.

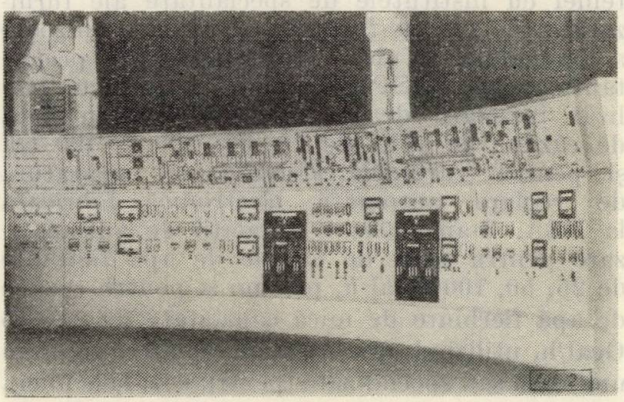


Fig. 2. Panoul de comandă de la instalaţia de anhidridă ftalică nr. 3 GIP-Brazi.

Pe baza experienţei acumulate în automatizarea instalaţiilor chimice şi petroliere, s-au livrat şi sînt în curs de livrare o serie de instalaţii de automatizare pentru export. Astfel funcţionează încă din 1969 instalaţia de automatizare pentru un proces de distilaţie atmosferică în R. D. Germană. Instalaţia tehnologică, realizată pentru valorificarea superioară a gudroanelor de cărbune, este dotată cu aparatură electronică de reglare, conducerea întregului proces tehnologic efectuîndu-se din camera de comandă.

Au fost de asemenea livrate la export în Republica Populară Chineză instalaţii de automatizare pentru procese de producere a uleiurilor superioare din materii prime de natură parafinoasă. S-au proiectat şi livrat în U.R.S.S. echipamentele de automatizare pentru o instalaţie de cocsare întîrziată în camere neîncălzite, echipamente care au fost pozitiv apreciate de personalul de exploatare sovietic.

Industriile chimică şi petrolieră reprezintă unul din marii consumatori de aparatură şi echipamente de automatizare din ţara noastră. Avînd în vedere specificul de continuitate şi complexitatea proceselor tehnologice, funcţionarea corectă şi eficientă a instalaţiilor nu poate fi concepută fără automatizare. Investiţiile în instalaţii de automatizare variază în aceste ramuri între 6 şi 15 %, apropiindu-se treptat de nivelul superior o dată cu necesitatea tot mai acută de a asigura conducerea procesului prin calculatoare electronice. Avînd în vedere experienţa bogată acumulată în ţară în acest domeniu, există posibilitatea creşterii importante în viitor a exportului de instalaţii de automatizare, asigurîndu-se concepţia, livrarea şi punerea în funcţiune a instalaţiilor la beneficiar cu garanţiile necesare.

Pentru energetică s-a realizat în cadrul CIA proiectarea, fabricarea şi punerea în funcţiune a instalaţiilor de automatizare aferente agregatelor termoenergetice care s-au fabricat în R.S.R. Lucrările de proiectare s-au efectuat de IPA, în colaborare pentru stabilirea temei cu institutele de specialitate ale furnizorului de cazane-turbine, cu uzina furnizoare a agregatelor (Vulcan şi Reşiţa) şi cu proiectantul general ISPE al MEE. Astfel s-au realizat instalaţii de automatizare pentru seria de cazane de abur de 20, 50, 120 şi 420 t/h şi pentru turbinele aferente, cu aparatură de reglare automată electronică fabricată la FEA. S-au realizat instalaţii de automatizare pentru seria de cazane de apă fierbinte de 25, 50, 100 Gcal/h, precum şi pentru cazane de apă fierbinte de mică capacitate de 2, 3, 5 Gcal/h, utilizînd aparatură de reglare automată unificată sau specializată (pentru cazanele mici).

Instalaţiile de automatizare aferente acestor agregate sînt fabricate de IIS — Automatica, montajul şi punerea în funcţiune asigurîndu-se la beneficiar de IMIA în colaborare cu proiectantul IPA.

Programul de automatizare prevăzut de aceste agregate termice asigură : controlul termotehnic, aprinderea şi supravegherea automată a flăcării (păcură sau gaz metan), protecţia automată şi reglarea automată a parametrilor principali. Grupuri termoenergetice echipate cu asemenea instalaţii sînt montate la un număr foarte mare de centrale din ţară, dintre care amintim Turnu Măgurele, Suceava, Călăraşi, Piteşti, Buzău etc. Menţionăm punerea în funcţiune a grupurilor de 50 MW cu cazane de 420 t/h la termocentralele de la Govora şi Palas — Constanţa. S-a introdus comutaţia statică (UNILOG) în circuite secundare, necesare schemelor de comandă, control şi semnalizare ale întrerupătoarelor şi separatoarelor din centralele şi staţiile electrice (echipamente UNILOG — CELESTA realizate prin proiecte ISPE şi IPA la FEA pentru termocentrala Palas — Constanţa şi care funcţionează din 1970).

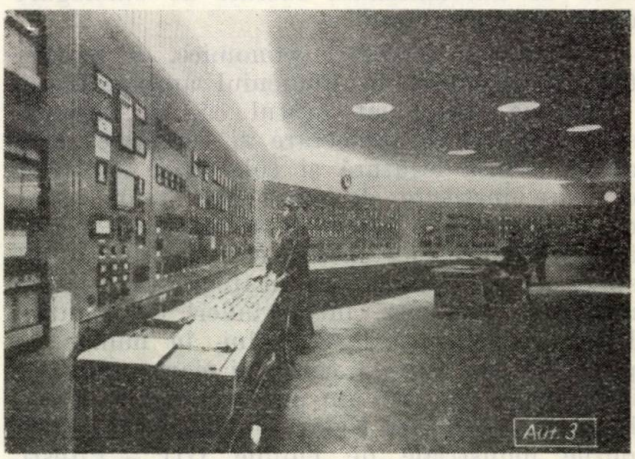


Fig. 3. Camera de comandă termică a grupurilor 2 × 50 MW — CET Palas.

De asemenea, în cadrul IPA şi al altor unităţi din CIA se desfăşoară o acţiune amplă pentru cercetarea, asimilarea şi fabricaţia unui important număr de elemente şi echipamente moderne şi de înaltă tehnicitate ce vor dota în perspectivă marile termocentrale cu instalaţii de automatizare. Sînt de asemenea în curs de desfăşurare acţiuni pregătitoare pentru fabricarea în ţară a echipamentelor de automatizare aferente centralelor nucleare de mare putere.

S-au exportat şi sînt în curs de exportare o serie de agregate şi centrale termice echipate cu instalaţii de automatizare fabricate de CIA (Egipt — Hamrawein ; R.D.G. — Ber-

lin — Mitte, Halle, Altchemitz, Dresden; Iran — Fabrica de tractoare Tabriz; U.R.S.S. — cazane 4 t/h etc.).

În industria siderurgică s-au realizat în ţară prin CIA instalaţiile de automatizare pentru cuptorul cu propulsie şi cuptoarele de normalizare de la laminorul de tablă groasă, cele 28

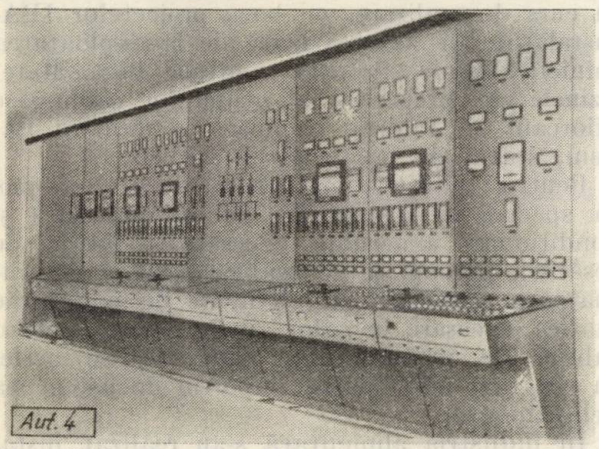


Fig. 4. Tablou de comandă pentru patru cazane 25 t/h abur şi trei turbine 6 MW — export R. A. Egipt.

de cuptoare adînci de la laminorul slebing, cuptorul cu propulsie de 250 t/h de la laminorul de benzi la cald şi cuptoarele clopot de încălzire pentru tablă silicioasă. Echipamentele livrate din ţară s-au proiectat la IPA şi realizat în cadrul CIA, utilizînd aparatura de reglare automată electronică de fabricaţie românească.

Tot pentru industria siderurgică şi constructoare de maşini au fost proiectate şi realizate instalaţiile de automatizare pentru cuptoarele de încălzire şi tratamente termice de la Uzinele de ţevi Republica şi Roman, de la Industria Sîrmei Cîmpia Turzii, Combinatul de aluminiu Slatina, Uzina Oţelul Roşu, Uzinele Griviţa Roşie, 23 August etc.

S-au proiectat de asemenea echipamente de automatizare ale cuptoarelor şi generatoarelor în atmosferă controlată din gama tipizată, asimilate şi puse în fabricaţie de serie la Uzina Independenţa Sibiu.

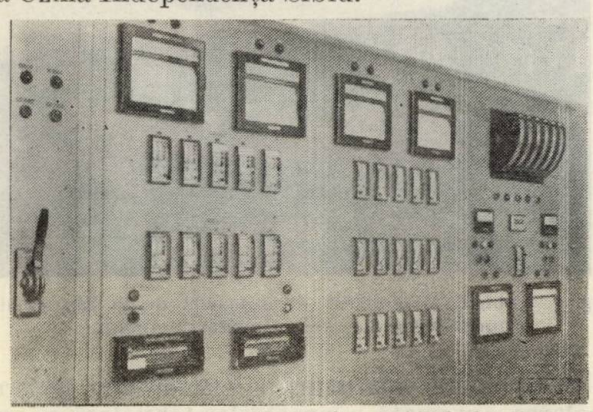


Fig. 5. Panou de comandă de la cuptorul de tratament termic de la Uz. Griviţa Roşie.

În construcţia de maşini, instalaţiile şi echipamentele de automatizare utilizate au un specific foarte divers, o complexitate diferită. Aici se poate vorbi de instalaţii de reglare automată a proceselor lente şi rapide, transport uzinal automatizat, echipamente de comandă program numerică la maşini-unelte, instalaţii de centralizare şi înregistrare a producţiei, instalaţii de control automat şi sortare etc. Un exemplu tipic în acest sens îl prezintă Uzina de Maşini Grele Bucureşti (UMGB), un gigant al industriei constructoare de maşini, în care se vor realiza turboagregatele de 300 MW. În cadrul acestei uzine, automatizarea maşinilor şi utilajelor se face atît prin import cît şi prin livrări din ţară prin CIA. Astfel pentru această uzină în IPA s-au realizat proiectele de automatizare pentru standurile de încercări finale turbine şi alternatoare, în colaborare cu firme străine.

O importanţă deosebită s-a acordat asimilării în fabricaţie a echipamentelor electrice şi de automatizare pentru maşini-unelte şi agregate. Astfel s-au asimilat în fabricile CIA (în special la Electroaparataj), pe baza unei acţiuni vaste cu participarea IPA, o serie de aparataje electrice cu înalte performanţe, necesare maşinilor-unelte (serie de butoane, chei de comandă, contactoare, microîntrerupătoare etc.) S-au asimilat de asemenea în fabrica Automatica, pe baza proiectelor IPA, instalaţiile de automatizare pentru o largă gamă de maşini-unelte.

Dintre familiile de maşini-unelte mai importante, ale căror instalaţii electrice şi de automatizare s-au proiectat la IPA, se numără: maşini de rectificat — interior, plan, fără centre etc.; maşini orizontale de alezat şi frezat AF şi AFM; strunguri carusel SC în gama 1250—3200, freze cu portal tip FL şi FLC, strunguri paralele şi revolver etc.

Gradul de echipare cu instalaţii de automatizare al acestor maşini—unelte este dintre cel mai ridicat pe plan mondial, menţionînd în acest sens dotarea cu echipamente de comandă numerică a maşinilor de alezat şi frezat AF 100—NC şi a strungurilor carusel SC 1250—NC, dotarea cu echipamente de comandă secvenţială a frezei longitudinale FLC 1000, dotarea cu echipamente electronice de control activ şi de programare a avansurilor la maşini de rectificat, introducerea echipamentelor de acţionări electrice reglabile comandate prin tiristoare la maşini de rectificat şi strunguri carusel, extinderea utilizării afişajului numeric de cotă la mai multe tipuri de maşini etc.

În cadrul IPA s-au realizat de asemenea proiectele unor investiţii din industria electrotehnică şi electronică, printre care citäm echipamentele electrice şi de automatizare des-

tinate următoarelor obiective : conveioare la fabrica de frigidere Găieşti, linia de izolat cabluri la FCME, cuptoare de sticlă pentru fabrica ROMLUX, linia de acoperiri la fabrica de transformatoare Filiaşi, instalaţii de con-

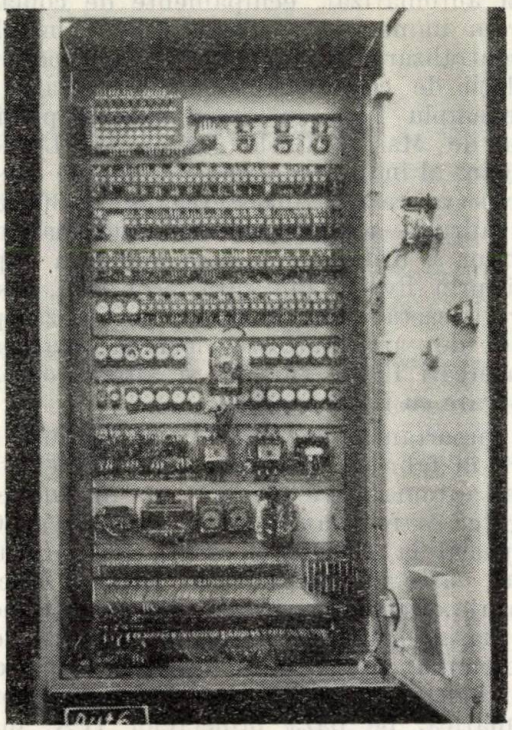


Fig. 6. Maşină orizontală de alezat şi frezat AF 100. Dulap cu aparate.

diţionare IPRS — Băneasa şi la fabrica de piese semiconductoare Curtea de Argeş etc.

Pentru urmărirea funcţionării utilajelor şi înregistrarea producţiei s-au realizat înregistratoare cronologice de date, concepute la IPA şi care sînt în curs de experimentare la întreprinderi constructoare de maşini. Pentru conducerea operativă a producţiei, o serie de uzine constructoare de maşini au trecut sau vor trece în viitorul apropiat la utilizarea mijloacelor electronice de calcul (Uzina Tractorul Braşov, Uzina Constructoare de Maşini Reşiţa) prin lucrările realizate cu concursul IPA pentru implementarea mijloacelor de calcul.

În industria materialelor de construcţii s-au realizat în ţară o serie de instalaţii de automatizare pentru liniile de ciment de la Medgidia, Bîrseşti, Cîmpulung, precum şi instalaţii de automatizare şi echipamente de acţionări reglabile pentru fabrici de sticlă. În prezent se depune o importantă activitate de proiectare în acest domeniu pentru automatizarea liniilor de ciment de mare capacitate (3000 t/zi) de la Fieni şi Hoghiz.

De asemenea s-au realizat sau sînt în curs de realizare documentaţiile şi echipamentele de automatizare pentru o serie de fabrici de ciment destinate exportului în R.S.F.I., ca : Pljevlja, Koromaćno, Lucavać.

Pentru industria minieră s-au realizat instalaţii de automatizare pentru extracţia şi prelucrarea minereului de fier, metalelor neferoase, cărbunelui. Astfel au fost realizate sau sînt în curs de realizare, pe baza proiectelor IPA, instalaţiile de automatizare de la exploatarea minieră Teliuc, flotaţia centrală Baia Mare, uzinele de preparare a nisipurilor caolinoase Miorcani şi Aghireş, exploatarea minieră Căpeni, staţia de preparare Bălan etc.

Pentru industria uşoară accentul s-a pus în special pe instalaţiile de automatizare şi condiţionare a aerului, necesare în fabrici de ţesături, precum şi pe realizarea unor programatoare automate cu elemente de comutaţie statică necesare benzilor transportoare pentru fabrici de încălţăminte, eliminîndu-se astfel în cea mai mare parte importul de asemenea echipamente.

În industria alimentară s-au realizat instalaţii de automatizare pentru mori de mare capacitate (Iaşi, Sibiu), fabrici de bere (Piteşti), fabrici de zahăr, abatoare etc. Multe din aceste instalaţii s-au realizat în colaborare cu firme străine.

Pentru agricultură s-au realizat instalaţii de automatizare pentru sere legumicole (peste 300 ha), silozuri, sisteme de irigaţii şi desecări.

S-au realizat de asemenea o serie de echipamente pentru export în Iran — silozuri de cereale şi depozite frigorifice, R.P.B. — linii de uscat tutun etc.

Pentru asigurarea instalaţiilor de automatizare prezentate cu elemente şi echipamente moderne s-a efectuat de către IPA o intensă acţiune de cercetare şi elaborare a unor noi tipuri de elemente şi echipamente de automatizare.

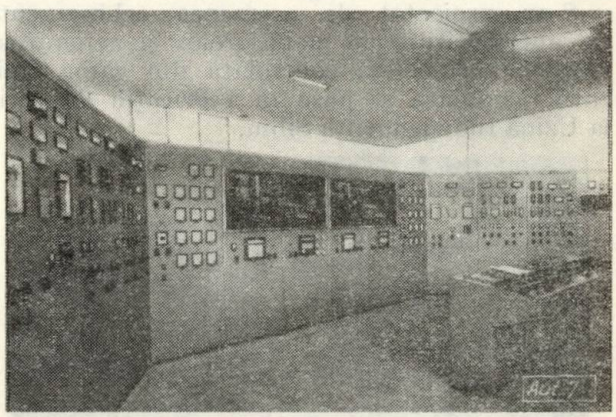


Fig. 7. Tabloul şi pupitrul de comandă de la fabrica de ciment Medgidia, secţia cuptoare clinker.

În domeniul aparaturii şi elementelor pentru reglarea automată a proceselor tehnologice, activitatea de cercetare din IPA şi FEA s-a

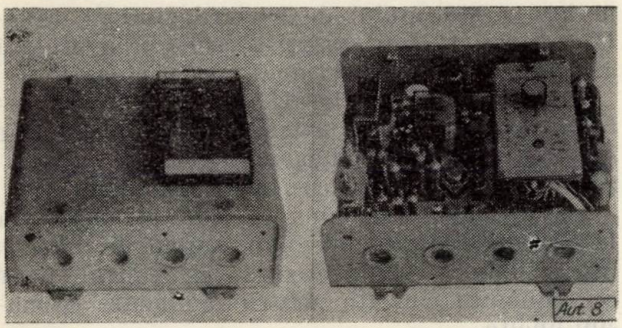


Fig. 8. Regulator specializat pentru temperaturi ridicate tip X72A.

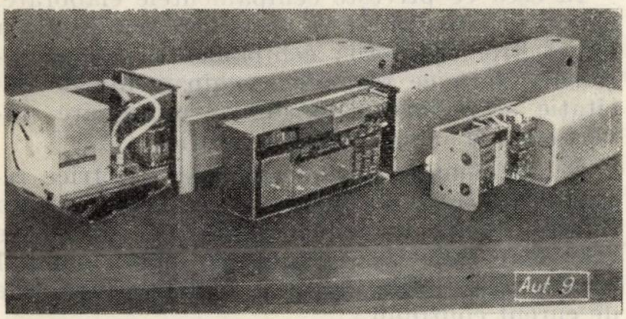


Fig. 9. Complex de aparate de reglare pentru procese tehnologice care utilizează organe de execuţie electrice.

concentrat asupra creşterii gradului de integrare, diversificării şi perfecţionării aparaturii fabricate pe bază de licenţă la FEA, precum şi pe elaborarea de noi aparate şi sisteme de reglare, necesare menţinerii aparaturii fabricate în ţară la nivel mondial.

Au fost introduse în fabricaţie la FEA, pe baza concepţiei IPA, noi regulatoare specializate pentru procese tehnologice, mult simplificate faţă de regulatorul PID unificat, pentru reglări de temperatură, nivel, debit etc.

S-au elaborat de către IPA şi s-au asimilat în fabricaţie la FEA noi regulatoare electronice adaptate specificului agregatelor termoenergetice mari (200—300 MW).

S-au introdus în fabricaţia de serie la FEA o serie de supraveghetoare de flacără moderne pentru protecţia agregatelor termice.

În prezent sînt în fază avansată la IPA şi FEA cercetările privind realizarea unui nou sistem modern de reglare automată cu circuite integrate la nivelul ultimelor realizări pe plan mondial.

În domeniul traductoarelor pentru automatizări, IPA efectuează cercetări variate. S-au asimilat şi sînt în curs de asimilare în fabricaţie la FEA şi IIS — Automatica, pe baza cercetărilor IPA, diverse detectoare de creşterea temperaturii şi apariţia incendiului, traductoare de sesizare a efracţiunii (de tip capacitiv, cu lumină modulată în infraroşu) şi centrale automate electronice universale pentru paza contra incendiilor şi efracţiunilor.

Trebuie menţionată elaborarea complexului de aparate pentru controlul automat al antipatinajului, supraturării şi comandă-transmisie pentru locomotive Diesel hidraulice. Sînt în curs de asimilare traductoare de turaţie şi traductoare electronice cu turbină, doze tensometrice în gama 50—5000 kgf; s-au realizat traductoare de umiditate pentru gaz metan, traductoare de nivel cu plutitor în construcţie antiex, traductoare magnetice de poziţie etc.

Sînt în curs de realizare traductoare pentru foraj, echipamente pentru benzi gravimetrice, cîntărire şi dozare automată, aparatură de reglare pentru maşini de depus mixturi asfaltice, regulatoare pentru turbine hidro.

Se menţionează lucrările de cercetare pentru simularea şi modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor şi proceselor studiate (cazane, cuptoare de tratament termic, acţionări electrice).

În ultimii ani a fost dezvoltată şi activitatea de identificare a proceselor tehnologice, în care scop au fost adaptate utilajele speciale de

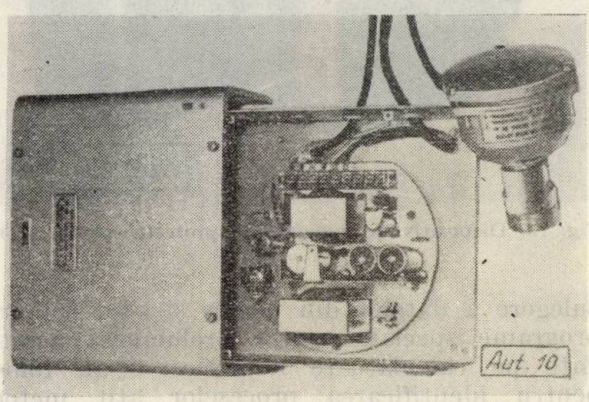


Fig. 10. Supraveghetor de flacără transistorizat.

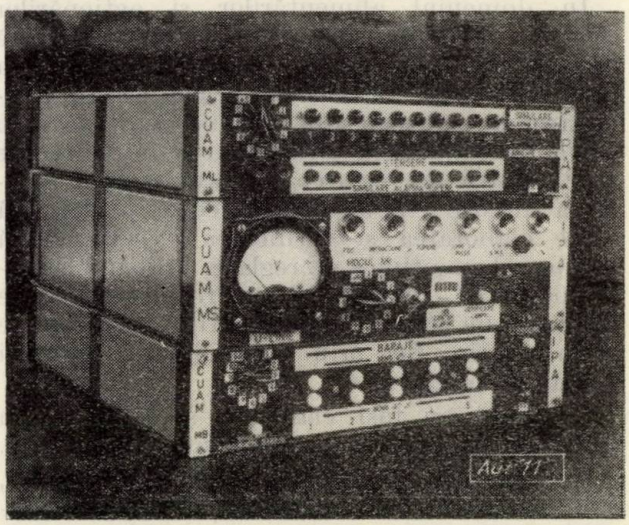


Fig. 11. Centrala universală de alarmare modulară CUAM

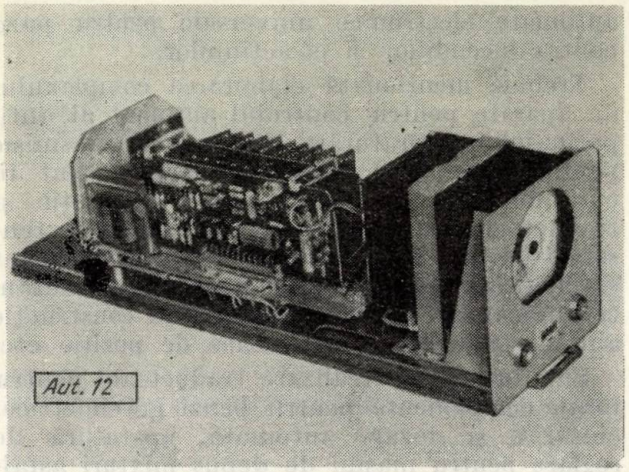


Fig. 12. Adaptor electronic pentru traductoare de debit cu turbină.

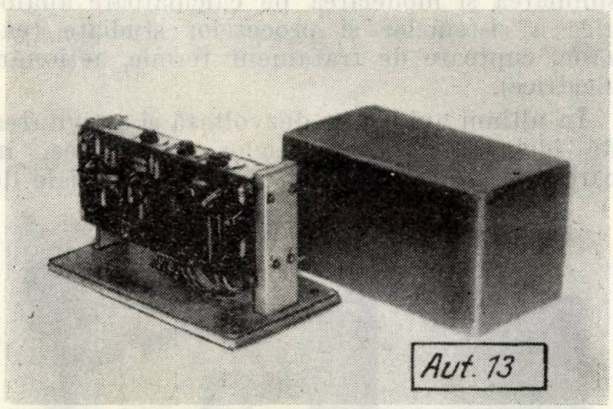


Fig. 13. Dispozitiv de comandă şi protecţie pentru LDH.

culegere a datelor din proces şi s-au elaborat programe speciale pentru prelucrarea acestor date pe calculatoare numerice. S-au folosit pentru identificarea proceselor atît metode deterministe cît şi statistice. Amintim lucrări de identificare şi modelare pentru GIP-Piteşti.

În domeniul alimentărilor şi acţionărilor electrice reglabile, aparatura de reglare diferă de cea folosită pentru reglarea automată a proceselor industriale lente. În consecinţă, activitatea de cercetare din IPA s-a axat pe de o parte pe elaborarea şi asimilarea în fabricaţie a aparaturii de reglare, necesară pentru realizarea acestui tip de echipamente, pe de altă parte elaborarea şi verificarea experimentală a unor scheme tipice de reglare, utilizînd această aparatură, în aşa fel încît rezultatele să se finalizeze fie prin echipamente tipizate asimilate în fabricaţie, fie prin posibilitatea aplicării directe în proiectare.

Totodată au fost elaborate şi asimilate în fabricaţie o serie de echipamente specializate.

În ceea ce priveşte aparatura de reglare, este cunoscută elaborarea de IPA şi asimilarea în fabricaţie în 1963, la Uzina Electromagnetica, a sistemului de reglare unificat UNIDIN, caracterizat printr-o soluţie modulară atît sub aspectul funcţional cît şi constructiv.

Fabricaţia blocurilor UNIDIN a fost preluată de FEA, unde s-a asimilat în fabricaţie în 1969 şi seria de blocuri UNIDIN-S, realizate cu tranzistoare cu siliciu planare.

În prezent, este în curs de asimilare la IIS-Electrotehnica un nou sistem de blocuri într-o soluţie compactizată, în cadrul unor echipamente tipizate pentru laminoare şi maşini-unelte.

În perspectivă, se urmăreşte trecerea la circuite integrate într-o măsură cît mai largă.

În ceea ce priveşte echipamentele elaborate, ele se încadrează după specificul şi destinaţia lor în trei categorii; echipamente pentru acţionări electrice reglabile; echipamente de excitaţie şi reglare a tensiunii; redresoare, invertoare şi convertizoare statice.

Echipamentele pentru acţionări electrice reglabile au fost concepute şi realizate pentru diferite tipuri de motoare electrice. Motoarele cele mai frecvent folosite pe plan mondial pentru acţionările electrice reglabile sînt cele de curent continuu.

IPA a elaborat o serie de familii de variatoare de turaţie tipizate cu tiristoare pentru maşini-unelte, dar cu aplicabilitate mult mai largă, care sînt în curs de asimilare în fabricaţie la IIS-Electrotehnica.

Variatoarele de turaţie, destinate acţionărilor principale ale maşinilor-unelte, se caracterizează prin comanda cu tiristoare atît pe indusul cît şi pe excitaţia motorului de c.c. Frînarea electrică se realizează dinamic la puteri mici, respectiv recuperativ prin inversarea indusului cu contactoare sau static prin inversarea curentului de excitaţie la puteri mai mari, în prezent pînă la 55kW, cu tendinţe de extindere la puteri mai mari. Un astfel de echipament de 48 kW este în exploatare pe un

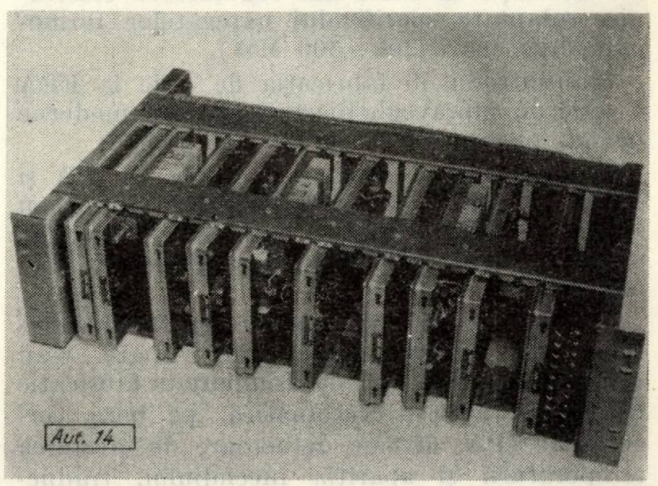


Fig. 14. Sertar UNIDIN echipat cu blocuri de reglare pe plăci imprimate.

strung carusel SC 2 500 la UMGB de la începutul anului 1971, cu rezultate foarte bune.

Variatoarele de turaţie, destinate acţionării avansurilor cu motoare clasice, prevăd inversarea prin contactoare a indusului. Pentru avansurile cu răspuns rapid în gama 0,75—5,5 kW, caracteristice maşinilor-unelte cu comandă numerică, se folosesc motoare de inerţie redusă, cu rotor imprimat de tip disc şi întrefier axial, cu variatoare de turaţie specifice, prin care s-a obţinut experimental la IPA o rapiditate de răspuns deosebită (reversare de la —1000 la +1000 rot/min, în max. 60 ms). Un lot de prototipuri de 4 kW este în curs de realizare la IPA.

Alt domeniu important de aplicaţie este acela al laminoarelor, IPA angajîndu-se împreună cu IIS-Electrotehnica prin contracte pentru livrarea începînd de la sfîrşitul anului 1972 a echipamentelor de acţionare cu tiristoare pentru mai multe linii tehnologice, în vederea reducerii importurilor. Este în curs de asimilare o serie unitară de echipamente tipizate cu tiristoare în gama 36—240 kW pentru acţionări reversibile, prototipul capului de serie de 240 kW fiind omologat pe standul de probă, realizat în mod special în acest scop la IIS-Electrotehnica. Începînd din 1973, este prevăzută trecerea la elaborarea unor echipamente pentru puteri pînă la cca 5000 kW.

Dacă se dispune numai de posibilitatea alimentării în curent continuu (de ex. electrostivuitoare etc.) sau dacă din motive de siguranţă în funcţionare alimentarea se face de la o baterie de acumulatoare, deci fără întrerupere la căderea tensiunii reţelei (de ex. în industria sticlei), se folosesc variatoare de curent continuu. Procedeul constă în aprinderea şi stingerea repetată a unui tiristor, înseriat cu una din barele de curent continuu, cu durată relativă de conectare variabilă şi la frecvenţă relativ ridicată, de ordinul 100 Hz. Primele echipamente de acest fel au fost livrate la sfîrşitul anului 1970 de IPA pentru un laminor de sticlă şi de IIS-Electrotehnica pentru linii de tras geam. Un echipament pentru electrostivuitoare este în elaborare la IPA.

Motorul asincron cu inele colectoare se pretează de asemenea pentru unele aplicaţii specifice de reglare a turaţiei. În baza cercetărilor efectuate de IPA, au fost executate la IPA şi IIS-Electrotehnica, respectiv sînt contractate, o serie de echipamente pentru cascade subsincrone cu tiristoare, caracterizate prin recuperarea în reţea a energiei rotorice a motorului asincron, la o tensiune, deci alunecare, stabilită prin invertorul cu tiristoare legat în circuitul rotoric. Primul echipament, comandînd un motor de 75 kW, folosit pentru acţionarea unui cuptor rotativ, este în exploatare de la sfîrşitul anului 1970 cu rezultate bune. Echipamente pentru motoare de 125 kW şi 500 kW, destinate unor linii de ciment din R.S.F.I., au fost verificate pe un stand de probă şi livrate în anul 1972. Acţionările duble cu motoare de cîte 500 kW pentru cuptoarele liniilor de ciment de 3000 t/zi vor fi realizate în aceeaşi soluţie.

În baza unor experimentări efectuate pe stand şi pe o macara, se realizează în prezent la IPA prototipurile de 11 kW şi 64 kW ale unor acţionări cu comandă statorică prin tiristoare, destinate unor macarale portal portuare.

Motorul asincron cu rotorul în colivie permite o reglare a turaţiei fără pierderi de energie prin variaţia simultană a tensiunii şi frecvenţei de alimentare. La IPA a fost realizat în 1969 un astfel de convertizor de 100 kVA, compus dintr-un redresor comandabil, care asigură o tensiune variabilă de c.c. şi un invertor de frecvenţă variabilă între 7,5 şi 75 Hz, destinat alimentării celor 40 de motoare ale unui tren de role de la un laminor de ţevi. Acest echipament este în exploatare de peste 3 ani.

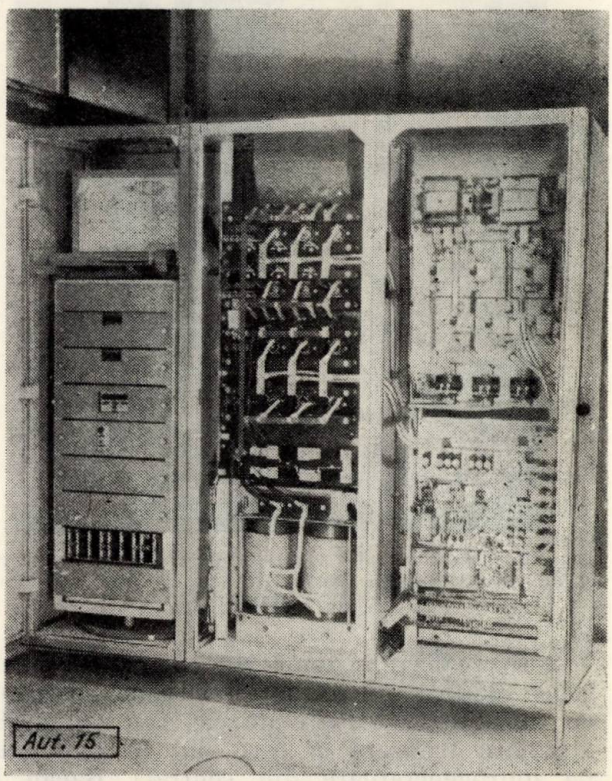


Fig. 15. Echipament pentru cascada subsincronă cu tiristoare.

Echipamente de excitaţie şi reglare a tensiunii au fost elaborate de IPA pentru generatoare de la cîţiva kW pînă la 60 MW.

Regulatoare de tensiune tranzistorizate pentru generatoarele de c.c. de pe locomotivele Diesel hidraulice şi cu tiristoare pentru generatorul auxiliar de pe locomotivele Diesel electrice

au fost realizate şi omologate în fază de prototip şi se găsesc în probe de durată pe locomotive. De menţionat că RAT-LDE a fost realizat cu amplificatoare operaţionale integrate. Prin fabricaţia acestor regulatoare se va realiza o economie importantă de valută. Echipamentele de excitaţie şi reglare pentru grupurile CIF, destinate tratamentelor termice, sînt în fabricaţie de serie la IIS-Automatica din 1967.

Regulatoare de tensiune cu tiristoare pentru grupuri electrogene de ordinul sutelor de kVA, prevăzute cu maşini excitatoare de c.c., au fost realizate de asemenea ca prototipuri omologate şi sînt în probe de durată în exploatare (instalaţia de foraj petrolier F320DE).

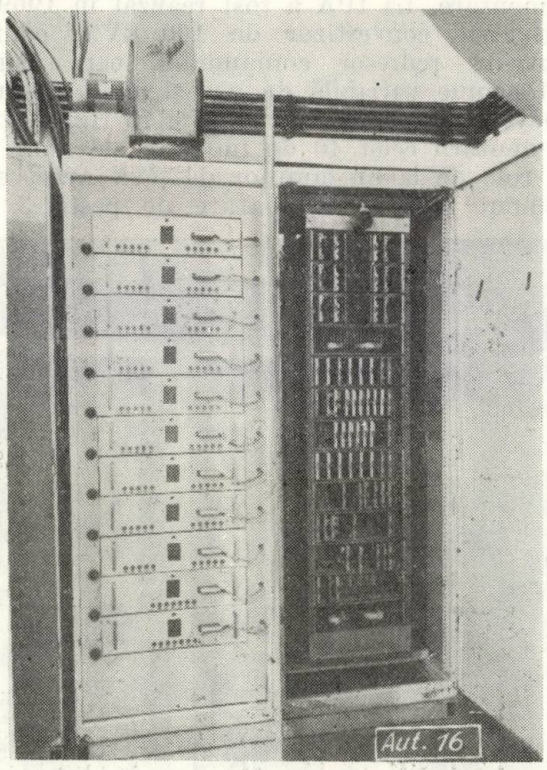


Fig. 16. Echipament de excitaţie pentru generatoare sincrone, montat în CHE Bacău II (dulap cu tiristoare şi dulap de reglare).

S-au realizat sisteme de excitaţie cu tiristoare pentru generatoare sincrone prevăzute cu maşină excitatoare de c.c. sau cu maşină auxiliară trifazată şi care sînt în exploatare pe hidrogeneratoare din centrala Bacău II.

Comanda directă prin tiristoare a excitaţiei hidrogeneratorului, asociată cu un plafon ridicat de excitare şi dezexcitare, a permis obţinerea unei comportări dinamice deosebite, de exemplu, anularea creşterii de tensiune în cca 50 ms la aruncarea sarcinii reactive nominale. Un echipament de excitaţie complet static a fost realizat la IPA pentru un turbogenerator de 60 MW şi instalat în centrala electrică de la Palas-Constanţa. Puterea

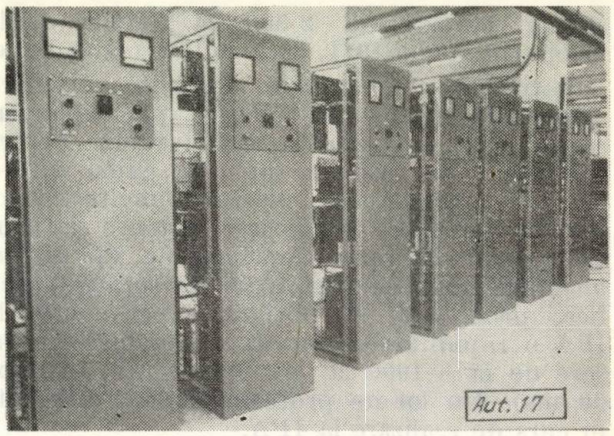


Fig. 17. Serie de invertoare de 5 kVA, 75 Hz, pentru CFR, în fabricaţie la IIS-Electrotehnica.

de forţare a echipamentului cu tiristoare este de cca 1,5 MW. Acest echipament este în curs de asimilare la IIS-Electrotehnica.

Un domeniu în care s-a realizat o eficienţă economică ridicată a activităţii de cercetare este acela al redresoarelor, invertoarelor şi convertizoarelor statice cu tiristoare.

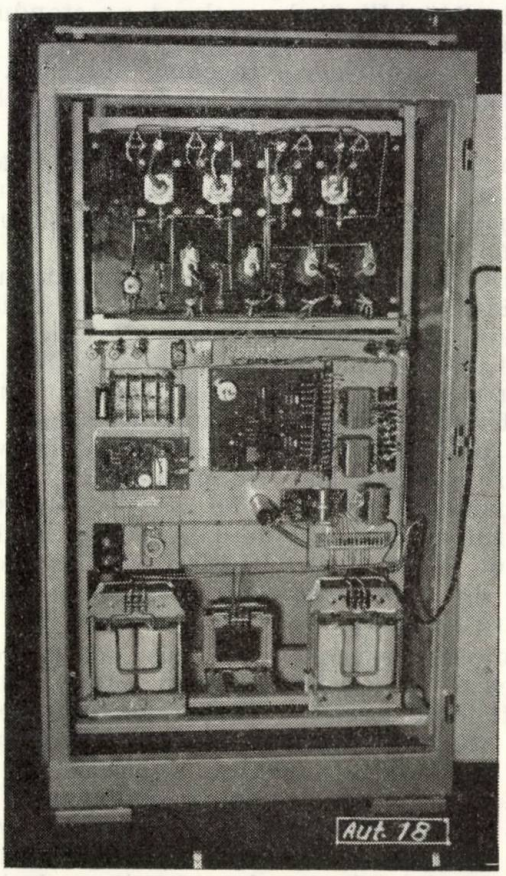


Fig. 18. Invertor 2 kVA stabilizat (vedere interioară).

Sînt în fabricaţie de serie din 1968 la IIS — Electrotehnica convertizoare statice de 50/75 Hz, 5 kVA, pentru alimentarea instalaţiilor CED de pe liniile CFR electrificate. Sînt în

exploatare peste 200 de echipamente, cu rezultate foarte bune.

Sînt de asemenea în fabricaţie la IIS-Electrotehnica invertoare pentru staţii de radioreleu şi alimentări cu siguranţă mărită de 6 kVA, 220 V ± 1%, 50 Hz ± 0,5% şi invertoare similare de 2 kVA.

Sînt în curs de asimilare invertoare de 0,5 kVA pentru translatoare de televiziune şi invertoare trifazate de 25 kVA pentru alimentarea neîntreruptă a aparaturii de automatizare din combinate chimice.

S-au asimilat invertoare statice de 0,35 kVA pentru locomotive Diesel hidraulice şi sînt în curs de asimilare convertizoare statice de 1 kW 170/24 V c.c. (invertor + redresor comandat) pentru locomotivele Diesel electrice.

Redresoare cu reglare automată pentru încărcări de baterii de acumulatoare au fost asimilate în fabricaţie de serie la IIS-Electrotehnica (pentru staţii CED—CFR, staţii de radioreleu, vagoane CFR tip salon şi alte aplicaţii) sau sînt în curs de asimilare (pentru unităţile MTTc) pe baza lucrărilor de cercetare ale IPA.

Se poate afirma că prin cercetările IPA s-a acoperit un domeniu foarte larg de tipuri de echipamente de alimentări şi acţionări electrice reglabile, asimilate sau în curs de asimilare în fabricaţie la IIS-Electrotehnica, cu care a existat o colaborare permanentă cu rezultate foarte bune.

În domeniul elementelor şi echipamentelor de comutaţie statică, institutul a depus o activitate fructuoasă încă de la înfiinţarea lui. Sistemul UNILOG—A elaborat ca elemente de bază între 1961—1963 a fost asimilat în fabricaţie la Uzina Electromagnetica începînd din 1963, iar primele echipamente pe baza lui au fost puse în funcţiune în 1964. În 1967 fabricaţia sistemului a fost preluată de noua Fabrică de Elemente pentru Automatizări — FEA. Sistemul, constituit iniţial din 7 elemente funcţionale (module), s-a dezvoltat ulterior, în cadrul unei concepţii superioare de tipizare, ajungînd să cuprindă în 1967 cca 60 subansambluri (blocuri) funcţionale tipizate. Cu ajutorul lor, proiectarea, asimilarea, fabricarea şi întreţinerea echipamentelor UNILOG (comenzi, interblocări, semnalizări, comenzi program, secvenţiale, numerice, telemecanică ş.a.) au fost considerabil simplificate. Aceste blocuri, la început cu funcţiuni generale (porţi logice, memorii, registre numărătoare), au fost apoi orientate spre realizarea unor funcţiuni tehnologice (comenzi—interblocări pentru elemente de comutare cu 2 sau 3 stări, semnalizări de avarii ş.a.). Astfel au fost dezvoltate blocurile tip CSA pe baza cărora au fost realizate în 1969 echipamentele CELESTA pentru comanda şi controlul circuitelor secundare electroenergetice la CET-Palas, precum şi blocurile tip SEMNAL care au fost apoi (1969—1971) integrate într-un sistem complex de blocuri, ansambluri şi echipamente tipizate pentru semnalizarea avariilor în instalaţiile tehnologice, cu aplicaţii îndeosebi în industriile chimică şi petrochimică. Echipamentele SEMNAL sînt executate în prezent în regim de microproducţie la IPA.

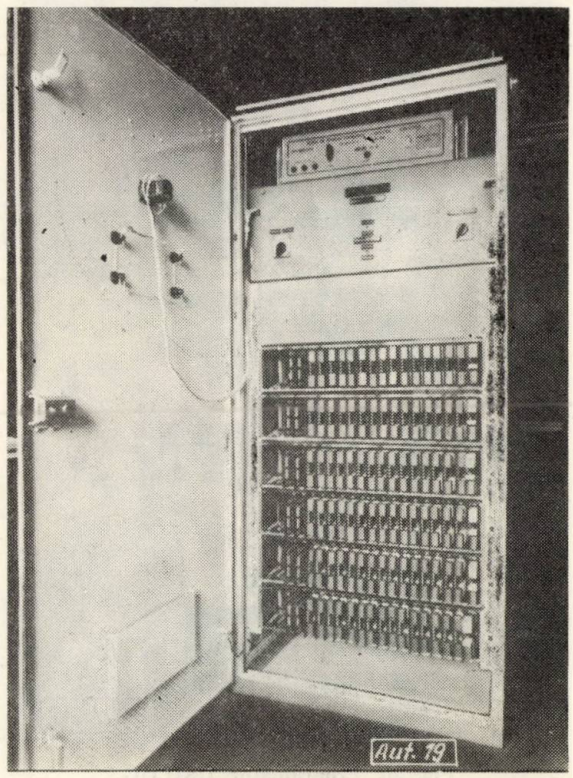


Fig. 19. Echipament SEMNAL tip B (vedere interioară)

O dată cu asimilarea în ţară a dispozitivelor semiconductoare cu siliciu a fost elaborat la IPA şi asimilat în fabricaţie la FEA (1969—71), pe baza lor, un sistem nou şi complex de elemente de comutaţie statică de utilizare generală, USILOG—I, avînd caracteristici funcţionale, electrice şi constructive superioare. Sistemul conţine 60 produse în cca 150 variante constructive. O primă aplicare a lui o reprezintă programatorul pentru fabrica de negru de fum montat în februarie 1972 la GIP — Piteşti.

Pentru fabricaţia la FEA a sistemului USILOG s-au elaborat utilaje speciale pentru verificarea plăcilor. S-au elaborat de asemenea aparate de test pentru exploatare.

Pe linia specializării elementelor de comutaţie statică destinate unor aplicaţii determinate a fost conceput, în aceeaşi tehnologie cu sistemul USILOG—I, sistemul de blocuri pentru comanda automată a grupurilor energetice mari de 300 şi 600 MW — USILOG—E. Sistemul conţine 25 de plăci funcţionale tipi-

zate şi urmează a fi pus în fabricaţie la FEA în 1973.

În sfîrşit, noua tehnologie a circuitelor integrate, conjugată cu o concepţie de structură dezvoltată, se valorifică într-un nou sistem de semnalizări şi blocări, SEMNAL-S, aflat în stadiu de elaborare.

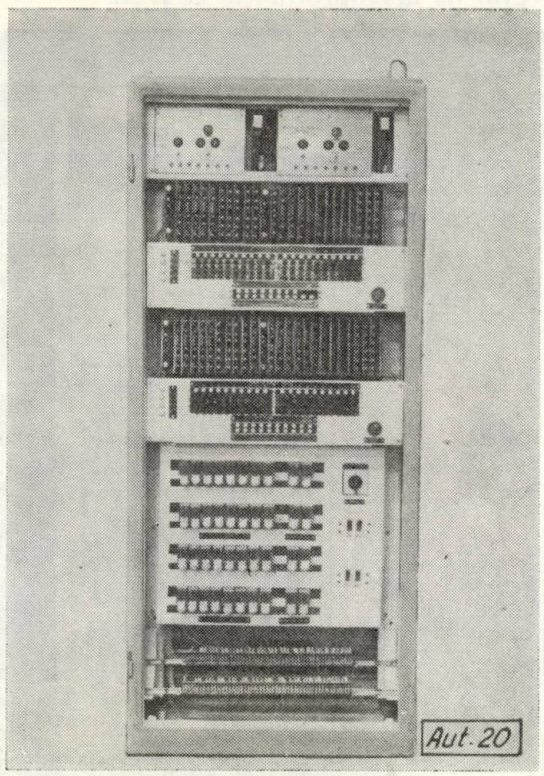


Fig. 20. Programator USILOG.

IPA a depus şi depune o activitate susţinută, cu rezultate concrete, şi în domeniul, de mare interes tehnic şi economic, al comenzii numerice a maşinilor-unelte. După o muncă de pionierat, ilustrată prin echipamentul de comandă program de tip fazic pentru strungul paralel SNA 400 (1961—1966), realizat în condiţiile grele ale absenţei unui curent de opinie favorabil acestei linii novatoare în rîndul constructorilor de maşini, ideile s-au cristalizat treptat găsind un climat tot mai favorabil, îndeosebi după elaborarea şi aprobarea unui program prioritar de cercetare şi asimilare în fabricaţie a maşinilor-unelte cu comandă numerică.

Iniţial, datorită inexistenţei unor elemente de comutaţie de frecvenţă ridicată, au fost adoptate sisteme de măsură numerice (absolut şi incremental). Au fost astfel elaborate (1963—1971) şi omologate (1971—1972), în tehnica componentelor discrete: un echipament de afişare a cotei şi un echipament de poziţionare pe două axe cu introducerea manuală a datelor, ambele cu sistem de măsură incremental, un echipament de poziţionare pentru maşina de alezat şi frezat AF 100 NC şi un echipament de prelucrare liniară paraxială pentru strungul carusel SC 1250 NC, ambele cu sistem de măsură numeric absolut.

Trei din aceste echipamente se fabrică în prezent în regim de microproducţie la IPA, iar al patrulea se află în curs de transpunere pe circuite integrate.

O dată cu disponibilitatea unor circuite rapide în tehnica USILOG, s-a dovedit oportună asimilarea unor sisteme de măsură analogice: absolut şi ciclic absolut. Pe baza lor au fost elaborate echipamente de prelucrare liniară pentru strunguri (cu comanda deplasării simultane a două scule pe cîte două axe — aplicare la strunguri revolver şi carusel), respectiv pentru maşini de alezat şi frezat şi maşini de frezat. La realizarea acestor echipamente s-a urmărit în acelaşi timp o cît mai accentuată unificare a condiţiilor tehnice şi standardizare a soluţiilor electrice şi constructive.

Preocupările principale de perspectivă în acest domeniu sînt următoarele: generalizarea utilizării circuitelor integrate (două echipamente de afişare a cotei în această tehnologie sînt elaborate); realizarea unei serii de echipamente, în concepţie modulară, pe baza sistemului de măsură analogic ciclic absolut; elaborarea echipamentelor de conturare; conducerea prin calculator a grupurilor de maşini-unelte cu comandă numerică; elaborarea unor echipamente de comandă adaptivă.

În domeniul telemecanicii, preocupările s-au orientat spre elaborarea şi realizarea de echipamente şi instalaţii destinate dispecerizării dife-

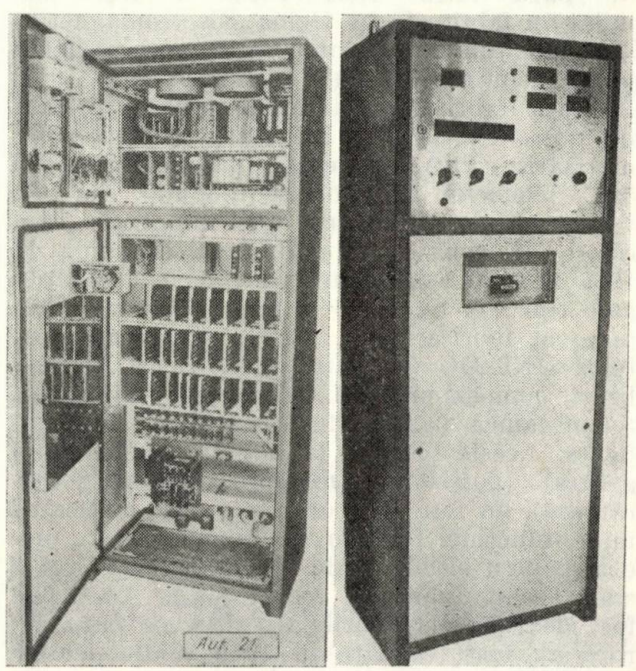


Fig. 21. Echipament de comandă numerică pentru maşina AF 100 NC.

ritelor domenii tehnologice, funcţionînd atît pe baza selecţiei în frecvenţă, cît şi a separării în timp (cod de impulsuri).

Astfel au fost realizate şi puse în funcţiune echipamente pentru : cîmpuri de petrol (Moi-

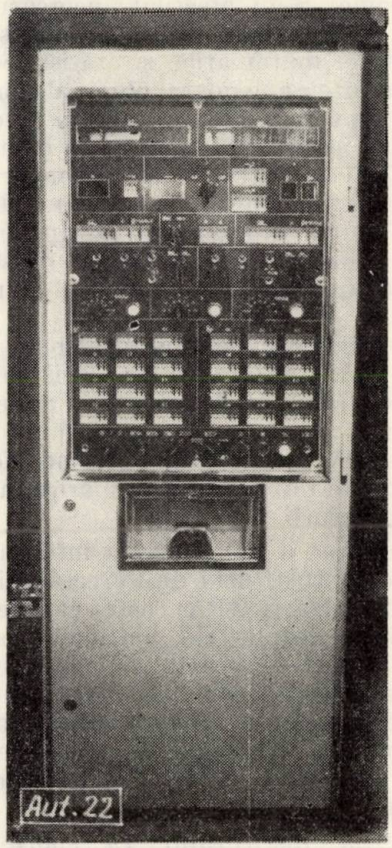


Fig. 22. Echipament de comandă numerică pentru strungul SR 100 NC.

neşti, Moşoaia) cîmpuri de gaze (Copşa Mică), conducte de transport gaze (conducta Vest, Sebeş Alba), dispecerizarea circulaţiei feroviare (Caransebeş, Feteşti—Cernavodă), staţii electrice de transformare-redresare pentru tracţiunea urbană (Bucureşti), dispecerizarea circulaţiei vehiculelor de transport urban în comun (Bucureşti) etc.

Începînd din 1966, cercetările în acest domeniu s-au axat pe realizarea unui sistem telemecanic de uz larg industrial. Acest sistem de soluţii, programe, blocuri funcţionale, echipamente, asigură detecţia şi corecţia de erori la transmisia informaţiei telemecanice pe canale de telecomunicaţii de uz general, conform normelor CCITT, la viteza de 50—1200 baud, precum şi satisfacerea cerinţelor tehnice variate ale diverselor domenii de aplicaţii, ca structură, funcţiuni, volum informaţional, principiu de conducere etc.

Pe baza sistemului telemecanic de uz larg a fost elaborată instalaţia pentru dispecerizarea energetică a tracţiunii feroviare, instalaţie de mare complexitate care permite supravegherea de la un post central a unui număr mare de posturi controlate din staţii de transformare şi posturi de secţionare. Echipamentele realizează o siguranţă ridicată în funcţionare, precum şi o viteză de transmitere corespunzătoare procesului supravegheat. Instalaţia este în curs de punere în funcţiune pe linia ferată Caransebeş—Orşova—Reşiţa.

Echipamente monofuncţionale şi post la post, de capacitate mică şi medie, au fost elaborate pe baza sistemului de comutaţie statică USILOG. Acestea intră în componenţa instalaţiilor pentru dispecerizarea energetică a liniilor ferate electrificate şi vor fi fabricate începînd din 1973.

În prezent s-a trecut la elaborarea de echipamente pe baza tehnologiei circuitelor integrate.

Din anul 1969 a început elaborarea de echipamente de transmitere de date. Pînă în prezent au fost realizate ca prototipuri echipamente de medie viteză cu circuite discrete, cu transmisie de pe bandă pe bandă perforată, varianta simplex şi semiduplex.

În acest an se va realiza seria de echipamente de joasă viteză cu componente discrete şi circuite integrate, care se va completa în viitor cu echipamente de viteză medie şi mare pe circuite integrate.

În acest domeniu s-au efectuat de asemenea studii de aplicare a echipamentelor în sisteme teleinformaţionale pentru MICM, MICh, MTTc şi alţi beneficiari.

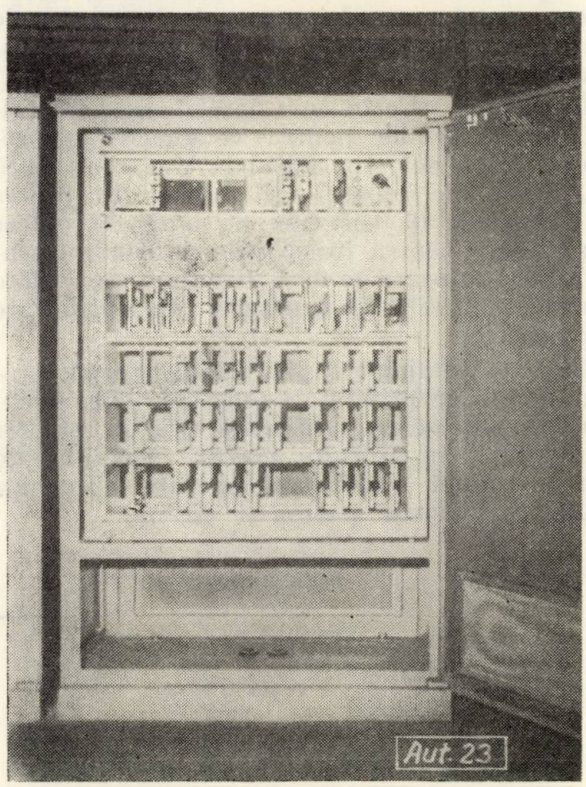


Fig. 23. Echipament pentru dispecerizarea alimentării cu energie electrică a liniilor electrificate.

Un alt domeniu de activitate s-a concretizat prin realizarea unor prototipuri de aparaturi destinate dirijării circulaţiei vehiculelor (automat de dirijare a circulaţiei şi dispozitiv de „undă verde").

Un loc important în activitatea IPA l-a ocupat şi-l ocupă activitatea în domeniul calculatoarelor de proces şi al conducerii operative a producţiei cu ajutorul calculatoarelor. Problemele care au fost abordate în acest domeniu se referă la : conducerea prin calculatoare electronice a proceselor tehnologice din principalele ramuri industriale — chimie, energetică, siderurgie, materiale de construcţii etc. ; conducerea operativă a producţiei şi gestiunea economică a întreprinderilor, în special în industria constructoare de maşini.

În domeniul utilizării calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice se pot menţiona : instalarea şi programarea calculatoarului ELIOTT 803 la C. S. Hunedoara în vederea optimizării procesului de tăiere a bramelor ; instalarea şi programarea calculatoarelor pentru culegerea, prelucrarea datelor şi conducerea on-line la laminorul de tablă groasă de la C. S. Galaţi ; proiectarea şi instalarea de echipamente de control centralizat tip DL—100 pentru instalaţii de rafinare, fabrici de sodă şi instalaţii energetice ; instalarea de calculatoare pentru culegere şi prelucrare de date la centrale termice ; programarea unui calculator pentru calculul şi optimizarea amestecului în cuptorul de ciment ; studii tehnico-economice pentru introducerea calculatoarelor de proces în chimie, siderurgie, energetică, industria cimentului şi a sticlei.

În prezent este în curs de elaborare un calculator electronic pentru conducerea proceselor tehnologice. În cadrul IPA se efectuează elaborarea de blocuri de cuplare la proces şi elaborarea de software de bază de proces şi aplicativ pentru funcţiunile de control centralizat şi culegere de date, funcţiune de reglare numerică directă şi funcţiune de optimizare a proceselor.

Este de subliniat faptul că în prezent stadiul lucrărilor privind conducerea prin calculator a proceselor industriale este în atenţia deosebită a institutului nostru, colectivul de software fiind capabil să execute asemenea lucrări şi pentru parteneri străini.

Problema siguranţei în funcţionare a elementelor şi echipamentelor elaborate a fost abordată de un colectiv de cercetători din institut încă din anul 1964. În decursul anilor activitatea s-a diversificat prin abordarea de noi probleme. S-au efectuat încercări pe elemente şi aparate de automatizare, s-au elaborat metode matematice şi statistice de control al produselor, o metodologie de proiectare din punct de vedere al siguranţei în funcţionare, recomandări pentru îmbunătăţirea calităţii produselor de automatizare. S-a acordat de asemenea asistenţă tehnică fabricilor din cadrul centralei pentru organizarea „grupelor de fiabilitate", s-au elaborat standarde de siguranţă în funcţionare pentru produse de automatizare.

Printre lucrările efectuate trebuie menţionate : încercări efectuate pe rezistenţe, condensatoare, transistoare, încercări pe elemente cu contacte ; încercări pe aparatura de automatizare FEA ; instrucţiuni privind efectuarea încercărilor de fiabilitate şi urmărire în exploatare a aparaturii.

La împlinirea a 10 ani de la înfiinţarea, putem spune că Institutul de Cercetări şi Proiectări Automatizări (IPA) este cunoscut prin realizările şi rezultatele activităţii sale. Se valorifică astăzi din ce în ce mai complex şi mai eficient potenţialul de concepţie proprie în acest domeniu, se creează posibilitatea asigurării tot mai complexe a economiei naţionale cu instalaţii proprii de automatizare, creşte potenţialul pentru export.

Contribuţia institutului va spori simţitor în perioada de perspectivă, asigurîndu-se prin munca de cercetare-dezvoltare asimilarea unei game largi de produse noi, cu performanţe ridicate, competitive pe plan mondial, care să permită asigurarea livrărilor complexe de instalaţii de automatizare necesare întregii economii şi pentru export, prin Centrala Industrială de Automatizări.

Colectivul Institutului de Cercetări şi Proiectări Automatizări păşeşte în al doilea deceniu de existenţă cu angajamentul de a răspunde cu abnegaţie şi muncă neobosită eforturilor depuse de statul nostru pentru construirea şi dotarea industriei naţionale de automatizări, în folosul construirii societăţii socialiste multilateral dezvoltate în R.S.R.

Ing. GRIGORE BRĂILEANU

MODELAREA NUMERICĂ A PROCESELOR LINIARE CONTINUE PENTRU CALCULUL ÎN REGIMURI REPETITIVE DE MARE RAPIDITATE

Metodele de proiectare a sistemelor automate continue cu ajutorul calculatoarelor numerice se caracterizează desigur prin precizia rezultatelor obţinute, însă prezintă dificultăţi deosebite legate de timpul de calcul şi de capacitatea memoriei, în primul rînd, precum şi de complexitatea operaţiilor de programare. S-au elaborat limbaje de programare a proceselor continue cu reducerea la minimum a operaţiilor de programare (CSMP—Continuous System Modeling Programm) dar conducînd la durate relativ mari ale procesului de calcul, acceptabile în analiză însă prohibitive în cazul sintezei sistemelor automate.

Într-adevăr, în metodele moderne de sinteză, bazate pe noţiunea de optimalitate, algoritmele de proiectare necesită întotdeauna fie parcurgerea unui număr mare de traiectorii în spaţiul stărilor, fie parcurgerea repetată a unei traiectorii anumite; toate acestea presupun deci utilizarea unui model deosebit de rapid al procesului continuu considerat sau, în cel de-al doilea caz, posibilitatea memorării unui mare număr de puncte ale traiectoriei în memoria operativă a calculatorului.

În aceste condiţii metodele numerice clasice de modelare a proceselor continue prin integrarea pas cu pas a ecuaţiilor diferenţiale care descriu procesul, pentru semnal de intrare şi condiţii iniţiale date, şi anume variantele cunoscute ale metodei Runge-Kutta prezentate în [1], [2] şi [3], sînt de cele mai multe ori nesatisfăcătoare; în plus, în cazul proiectării sistemelor automate optimale în sensul minimizării unei funcţionale, unde trebuie rezolvată şi problema de frontieră, adaptarea metodelor de integrare pas cu pas a ecuaţiilor diferenţiale complică programarea şi are o influenţă nefavorabilă asupra timpului de calcul şi asupra încărcării memoriei operative.

În cadrul acestei lucrări se va prezenta o metodă de modelare numerică a proceselor liniare continue, derivată din metoda cunoscută de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale de ordin superior prin aproximarea soluţiei cu o dezvoltare trunchiată în serie de polinoame Cebîşev. Algoritmul propus stabileşte automat scara de timp în vederea obţinerii unei erori minime pentru un număr de polinoame dat şi asigură — după un calcul preliminar — posibilitatea recalculării rapide a coeficienţilor dezvoltării pentru noi condiţii iniţiale şi finale sau pentru un nou semnal de intrare, printr-un număr redus de operaţii de adunare şi înmulţire.

I. Principiul de relizare al modelului numeric al unui proces liniar continuu

Fie procesul cu funcţia de transfer de forma generală :

$$G(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m} b_{i+1} s^i}{\sum_{j=0}^{n} a_{j+1} s^j}, \qquad (1)$$

unde :

$$b_{m+1} \neq 0, \qquad a_{n+1} \neq 0, \qquad n \geqslant m, \qquad (2)$$

cu ecuaţia diferenţială corespunzătoare :

$$\sum_{j=0}^{n} a_{j+1} \frac{d^j y}{dt^j} = \sum_{i=0}^{m} b_{i+1} \frac{d^i u(t)}{dt^i}. \qquad (3)$$

Existenţa derivatelor în membrul drept conduce la dificultăţi de calcul datorită situaţiilor, curent întîlnite în practica sistemelor automate, în care funcţia $u(t)$ reprezentînd variaţia în timp a mărimii de intrare este din clasa C^p $[0,\infty]$ cu $p<m$; în acest caz nu se pot calcula termenii din membrul drept $\frac{d^q u(t)}{dt^q}$ pentru $p < q \leqslant m$.

Luînd însă în considerare inegalitatea $n \geqslant m$ caracteristică tuturor proceselor fizice existente, se va efectua integrarea de m ori a ambilor membri ai ecuaţiei (3) urmată de substituţia :

$$x = \frac{d^m y}{dt^m}, \qquad (4)$$

astfel încît ecuaţia (3) devine :

$$\sum_{j=0}^{n} a_{j+1} \frac{d^j x}{dt^j} = b_{m+1} u(t) +$$

$$+ \sum_{i=0}^{m-1} \underbrace{\int_0^t \int_0^\tau \cdots \int_0^\tau}_{(m-i)\text{ ori}} b_{i+1} u(\tau) d\tau^{m-i}. \qquad (5)$$

Caracteristic sintezei sistemelor automate este considerarea unui interval finit de timp T, corespunzător fie duratei regimului liber al sistemului, fie timpului final impus, în cazul sistemelor optimale, astfel încît, în vederea asigurării unei erori de aproximare minime

— pentru un număr dat $N+1$ de polinoame Cebîşev, este necesar ca aproximarea să se efectueze pe un interval de timp nu mai mare decît T. În plus, polinoamele Cebîşev sînt definite pentu intervalul normat ($[-1, +1]$, ceea ce impune schimbarea de variabilă :

$$t = \frac{1+\theta}{2} T \tag{6}$$

însoţită de introducerea funcţiilor :

$$z(\theta) = x\left(\frac{1+\theta}{2} T\right), \tag{7}$$

$$f(\theta) = b_{m+1} u\left(\frac{1+\theta}{2} T\right) +$$

$$+ \sum_{i=5}^{m-1} \underbrace{\int_0^{\frac{1+\theta}{2}} \int_0^{\tau} \cdots \int_0^{\tau}}_{(m-i)\text{ori}} u(\tau) \mathrm{d}\tau^{m-i}, \tag{8}$$

rezultînd expresia finală a ecuaţiei diferenţiale ce urmează a fi rezolvată :

$$\sum_{j=0}^{n} p_{j+1} \frac{\mathrm{d}^j z}{\mathrm{d}\theta^j} = f(\theta), \tag{9}$$

unde :

$$p_{j+1} = \left[\frac{T}{8}\right]^{n-j} a_{j+1} \tag{10}$$

Se vor considera în continuare dezvoltările în serie de polinoame Cebîşev :

$$z = \sum_{K=0}^{N} \mathrm{d}_K T_K(\theta), \tag{11}$$

$$\frac{\mathrm{d}^s z}{\mathrm{d}\theta_s} = \sum_{K=0}^{N} d_K \frac{\mathrm{d}^s T_K(\theta)}{\mathrm{d}\theta^s}, \tag{12}$$

unde $1 \leqslant s \leqslant n$, $T_K(\theta)$ este polinomul Cebîşev de gradul K, iar d_K, $K = 0, \ldots, N$ sînt coeficienţii ce urmează a fi determinaţi.

Notînd cu T_{lK} coeficientul lui θ^l din polinomul $T_K(\theta)$, rezultă :

$$z = \sum_{K=0}^{N} d_K \sum_{l=0}^{N} T_{lK} \theta^l, \tag{13}$$

unde coeficienţii T_{lK} se determină pe calculator cu ajutorul relaţiilor de recurenţă :

$$T_{0,0} = 1,\ T_{1,0} = 0,\ T_{0,1} = 0,\ T_{1,1} = 1, \tag{14}$$

$$T_{l,K+1} = 2T_{l-1,K} - T_{l,K-1}. \tag{15}$$

Înlocuind expresia variabilei dependente z din (13) în ecuaţia diferenţială (9) şi observînd că se poate obţine coeficientul lui θ^r din componenţa termenului $\frac{\mathrm{d}^s z}{\mathrm{d}\theta^s}$ cu relaţia :

$$T_{lK}^{(s)} = \frac{(s+m)!}{m!} T_{lK}, \tag{16}$$

se poate stabili, prin egalarea coeficienţilor factorilor θ din cei doi membri ai ecuaţiei (9), sistemul de $N+1$ ecuaţii algebrice liniare :

$$\left\{\begin{bmatrix} p_{1,1} & p_{1,2} & \cdots & p_{1,N+1} \\ p_{2,1} & p_{2,2} & \cdots & p_{2,N+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ p_{N+1-n,1} & p_{N+1-n,2} & \cdots & p_{N+1-n,N+1} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{0,0} & T_{0,1} & \cdots & T_{0,N} \\ T_{1,0} & T_{1,1} & \cdots & T_{1,N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ T_{N,0} & T_{N,1} & \cdots & T_{N,N} \end{bmatrix} + \right.$$

$$\left. + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ T_0(\pm 1) & T_1(\pm 1) & \cdots & T_N(\pm 1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ (n-1) & (n-1) & & (n-1) \\ T_0(\pm 1) & T_1(\pm 1) & \cdots & T_N(\pm 1) \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ d_N \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \\ \vdots \\ C_{N-n} \\ z(\pm 1) \\ \vdots \\ (n-1) \\ z(\pm 1) \end{bmatrix} \tag{17}$$

scris sub formă matricială, cu necunoscutele d_K, $K = 0,1, \ldots, N$.

Sistemul de ecuaţii (17) este format din $N+1-n$ ecuaţii obţinute prin identificarea coeficienţilor factorilor θ^r, ($r = 0, 1, \ldots, N+1-n$) şi din n ecuaţii corespunzătoare condiţiilor iniţiale :

$$\left.\frac{d^{(s)} z(\theta)}{\mathrm{d}\theta^s}\right|_{\theta=-1} = z^{(s)}(-1)$$

sau finale :

$$\frac{\mathrm{d}_s z\ (\theta)}{\mathrm{d}\,\theta_s}\Big|_{\theta(=+1)} = z^{(s)}(+1)\cdot$$

Termenii $p_{i,K}$ se calculează cu relaţiile :

$$p_{i,K}=\begin{cases}0, & i>K\\ \dfrac{(K-1)!}{(i-1)!}p_{K-i+1}, & i\leqslant K\leqslant i+n\\ 0, & i+n<K\end{cases} \quad (18)$$

termenii $T_{i,K}$ cu relaţiile (14) şi (15), iar termenii $T_r^{(K+1)}(\pm 1)$ cu ajutorul relaţiilor :

$$T_r(-1)=(-1)^r,\ T_r^{(K+1)}(-1)=$$

$$=-\frac{r^2-K^2}{2K+1}T_r^{(K)}(-1), \quad (19)$$

$$T_r(+1)=1,\ T_r^{(K+1)}(+1)=$$

$$=\frac{r^2-K^2}{2K+1}T_r^{(K)}(+1). \quad (20)$$

Termenii c_j, j = 0, 1, ..., $N-n$ se calculează prin dezvoltarea în serie de polinoame Cebîşev a expresiei (8), corespunzătoare mărimii de intrare $u(t)$.

II. Evaluarea intervalului T de aproximare

În cazul sistemelor automate a căror funcţionare este descrisă de ecuaţii diferenţiale de ordin mai mare decît 2, evaluarea duratei regimurilor tranzitorii reprezintă o problemă dificilă.

Modelarea numerică a procesului liniar considerat, prin dezvoltare în serie de polinoame Cebîşev, nu necesită însă decît o evaluare aproximativă, acoperitoare, a duratei regimului liber de funcţionare a sistemului, astfel încît metoda bazată pe funcţiile tip Liapunov asociate procesului, descrisă în [4], este pe deplin satisfăcătoare.

Algoritmul de calcul al mărimii T va fi format, în consecinţă, în modul următor :

1. Ecuaţia diferenţială (9) se aduce la forma matricială :

$$\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}\,\theta}=Dz, \quad (21)$$

unde z este un n-vector, deci :

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}z_1}{\mathrm{d}\,\theta}&=z_2\\ \frac{\mathrm{d}z_2}{\mathrm{d}\,\theta}&=z_3\\ &\cdot\\ &\cdot\\ &\cdot\\ \frac{\mathrm{d}z_{n-1}}{\mathrm{d}\,\theta}&=z_n\\ \frac{\mathrm{d}z_n}{\mathrm{d}\,\theta}&=-\sum_{j=0}^{n}\frac{p_{j+1}}{p_{n+1}}z_j+f(\theta).\end{aligned} \quad (22)$$

2. Se alege drept derivată a unei funcţii tip Liapunov asociată sistemului de ecuaţii (21) o formă pătratică negativ definită avînd drept matrice matricea unitate cu un semn schimbat.

3. Se rezolvă sistemul de ecuaţii algebrice liniare format cu expresia de mai jos, scrisă în formă matricială :

$$D^T V + VD = -I, \quad (23)$$

rezultînd termenii matricei V ; se pot demonstra relativ simplu următoarele propoziţii : a) dacă procesul liniar considerat este stabil, există întotdeauna o matrice unică V care satisface relaţia (23) şi care este simetrică şi pozitiv definită ; b) o matrice simetrică şi pozitiv definită are toate valorile proprii reale şi pozitive.

4. Se calculează valorile proprii, maximă şi minimă, ale matricei V, notîndu-le cu λ_2, respectiv λ_1.

5. Se calculează valoarea funcţiei V a lui Liapunov pentru coordonatele :

$$x_0 = [x_1(t_0), \ldots, x_n(t_0)] \quad (24)$$

ale unei stări iniţiale arbitrar alese ; aceasta datorită faptului că, în cazul proceselor dinamice liniare, evaluarea duratei regimului tranzitoriu nu depinde de valorile variabilelor de stare sau de intrare ; relaţia de calcul este :

$$v_0=\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{n}v_{jk}\cdot x_j(t_0)\cdot x_k(t_0). \quad (25)$$

6. Se evaluează valoarea T a intervalului de timp necesar sistemului automat — aflat în regim liber de funcţionare — să treacă din starea iniţială x_0 într-o stare caracterizată de intrarea vîrfului vectorului de stare $x(t)$ în interiorul unei sfere avînd raza stabilită ca o fracţiune din valoarea :

$$|x_0| = \sqrt{\sum_{j=1}^{n} x_i^2(t_0)} \quad (26)$$

a modulului vectorului stării iniţiale considerate, fără a mai ieşi din această sferă pentru $t > T$; valoarea T se calculează cu ajutorul relaţiei :

$$T = -\lambda_2 \cdot \ln \frac{\lambda_1 \varepsilon^2}{v_0} \qquad (27)$$

stabilită în § 10 din [4].

III. Algoritmul de calcul al răspunsului unui proces liniar continuu pentru semnal de intrare şi condiţii iniţiale date

Algoritmul prezentat mai jos este format din două părţi în vederea asigurării unei viteze ridicate de calcul, şi anume se efectuează rezolvarea sistemului de ecuaţii (17) cu memorarea unor valori intermediare care vor permite, în continuare, recalcularea, cu un volum de calcul mai redus, a valorilor coeficienţilor dezvoltării răspunsului în serie de polinoame Cebîşev pentru orice set nou de condiţii iniţiale sau de coeficienţi ai dezvoltării mărimii de intrare în serie de polinoame Cebîşev :

1. se calculează coeficienţii $p_{i,k}$, $(i = 1, \ldots, N + 1 - n;\ K = 1, \ldots, N + 1)$ cu ajutorul relaţiilor (10), (27) şi (18) ;

2. se calculează coeficienţii $T_k^{(i)}(+1)$, respectiv $T_k^{(i)}(-1)$, $(i = 0, \ldots, n - 1;\ K = 0, \ldots, N)$, cu ajutorul relaţiilor (19) şi (20) ;

3. se calculează coeficienţii $T_{i,k}$, $(i, K = 0, \ldots, N)$ cu relaţiile (14) şi (15) ;

4. se calculează coeficienţii dezvoltării în serie de polinoame Cebîşev a semnalului de intrare al procesului dinamic considerat ;

5. se calculează coeficienţii d_i, $(i = 0, \ldots, N)$ rezolvînd sistemul (17) de ecuaţii algebrice liniare prin metoda de eliminare Gauss :

a) se diagonalizează matricea sistemului de ecuaţii cu memorarea factorilor multiplicativi ai liniilor matricei, precum şi cu memorarea eventualelor intervertiri de linii ;

b) se calculează valorile termenilor din membrul drept al sistemului de ecuaţii (17), cu ajutorul factorilor multiplicativi şi al coeficienţilor de intervertire ai liniilor, memoraţi anterior ;

c) se calculează valorile coeficienţilor necunoscuţi d_i, $(i = 0,1, \ldots, N)$, începînd cu coeficientul d_N ;

6. se calculează valoarea răspunsului procesului dinamic considerat pentru orice valoare a variabilei independente cu ajutorul relaţiilor de recurenţă stabilite de C. W. Clenshaw :

$$b_{n+1} = b_{n+2} = 0,$$
$$b_r = 2\,\theta \cdot b_{r+1} - b_{r+2} + d_r,$$
$$z(\theta) = b_0 - b_1 \cdot \theta.$$

IV. Concluzii

Din cele de mai sus rezultă posibilitatea realizării unei viteze de calcul în regim repetitiv incomparabil mai mari în raport cu vitezele de integrare a ecuaţiilor diferenţiale prin metode numerice bazate pe metoda Runge-Kutta. Într-adevăr, se observă că, în cazul stabilirii unui nou semnal de intrare sau în cazul modificării condiţiilor iniţiale, algoritmul prezentat mai sus se reia numai din etapa 5b, urmînd să se efectueze un număr deosebit de mic de operaţii de adunare şi înmulţire.

Această proprietate a algoritmului de calcul prezentat permite utilizarea metodei mai sus enunţate în problemele de proiectare a sistemelor optimale, prin rezolvarea iterativă a ecuaţiilor lui Pontriaghin sau prin metoda programării dinamice ; în aceste probleme se impune în mod deosebit asigurarea unei viteze ridicate de calcul, precum şi un volum redus de memorie operativă obţinut prin posibilitatea reproducerii răspunsului calculat numai cu memorarea celor $N + 1$ coeficienţi a_i ai dezvoltării în serie de polinoame Cebîşev.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mc Cracken, D., Dorn, W. *Numerical methods and FORTRAN programming.* New York, 1965.

[2] Gill, S. *Process for the step-by-step integration of differential equations in an automatic digital computing machine. În* : Proc. Cambridge Phil. Soc., iun 1950.

[3] Lance, G. *Numerical methods for high speed computers.* Londra, 1960.

[4] Barbaşin, E. A. *Vvedenie v teorii usloicivosti,* Moscova, 1967.

Ing. ANDREI VLADIMIRESCU şi mat. MONICA RĂDUŢ

REGIST, PROGRAM PENTRU ANALIZA NELINIARĂ DE CURENT CONTINUU A CIRCUITELOR CU TRANSISTOARE BIPOLARE

I. Descrierea programului

1. Introducere

Pe măsura dezvoltării electronicii şi mai ales datorită apariţiei circuitelor integrate, complexitatea problemelor legate de analiza şi proiectarea circuitelor electronice creşte în aşa măsură încît depăşeşte capacitatea unui singur om. Analiza chiar a unui circuit cu mai mult decît trei ochiuri devine laborioasă. Trebuie remarcat totodată faptul că pînă acum inginerul electronist trebuia să mînuiască în analiza şi sinteza circuitelor un număr relativ mic de variabile, de ordinul zecilor. O dată cu răspîndirea circuitelor integrate pe scară largă, numărul de variabile cu care el va trebui să lucreze creşte foarte mult.

În aceste condiţii, calculatorul de capacitate medie şi mare începe să exercite o influenţă crescîndă în partea de operare inclusă de analiză şi proiectare. Pentru ca inginerul să poată efectua aceste experienţe pe calculator, să simuleze componente şi circuite integrate înainte ca acestea să aibă o existenţă reală, a fost necesară alcătuirea unor programe de analiză şi proiectare a circuitelor electronice.

Primele programe de analiză automată au apărut prin anul 1965 constituind prima generaţie de programe (NET 1, ECAP, CIRCUS, SCEPTRE, NASAP). Aceste programe limitau numărul de componente ale circuitului la 20—30 şi efectuau o analiză liniară aproximativă datorită rigidităţii modelului pentru elementul activ (de obicei impus).

Din anul 1969 au început să apară programe de analiză mai evoluate (din generaţia a doua — IMAG II, NET 2, NICOMEDE, MEPHYSTO) permiţînd o descriere foarte amănunţită a modelului, analiza unor circuite cu un număr foarte mare de componente şi o proiectare optimă datorită introducerii subrutinelor de optimizare şi acelora de determinare a parametrilor tehnologici din care sînt derivaţi apoi cu maximă precizie parametrii care descriu modelul matematic folosit pentru dispozitivul semiconductor.

Programul REGIST, care va fi prezentat în continuare, a fost elaborat la CCPCE — Băneasa avînd la dispoziţie programul BIAS—3 [1] al Universităţii din California-Berkeley. REGIST se situează, datorită performanţelor sale (50 de elemente, 41 de noduri) şi modelului iterativ de efectuare a analizei neliniare de curent continuu (pentru elementul activ se acceptă un model neliniar), în categoria programelor din a doua generaţie.

2. Prezentarea generală a programului

REGIST este un program pentru analiza neliniară de curent continuu a circuitelor electronice cu transistoare bipolare. Descriind elementele de circuit şi conexiunile lor, REGIST calculează valorile potenţialelor la noduri şi punctele statice de funcţionare ale transistoarelor. Elementele de circuit recunoscute de program sînt: rezistenţe, transistoare bipolare npn şi pnp, diode, surse de curent şi surse de tensiune puse la masă. Dependenţa rezistenţelor şi a transistoarelor de temperatură se poate descrie prin precizarea valorilor nominale şi a coeficienţilor de temperatură de ordinul 1 şi 2. Analiza poate fi repetată la mai multe temperaturi specificate de programator şi pentru mai multe valori ale aceleiaşi surse. REGIST mai calculează, pentru cazul în care sînt specificate bornele de intrare şi cele de ieşire, rezistenţa de intrare, amplificarea de tensiune de semnal mic şi rezistenţa de ieşire într-un anumit punct de funcţionare (cel care a rezultat din analiza de curent continuu a circuitului). REGIST permite de asemenea modificarea circuitului prin adăugarea, înlocuirea sau omiterea unor elemente de circuit, facilitate care este foarte utilă cînd se caută o proiectare optimă. La cerere, programul trasează la imprimantă curba de variaţie a unui potenţial sau a unei mărimi de semnal mic în funcţie de o rezistenţă, de temperatură sau de prepolarizarea unui nod.

Numele REGIST provine din două cuvinte — regim static — ce caracterizează performanţele acestui program.

Programul admite maximum 50 de elemente, este scris în limbajul FORTRAN IV şi ocupă 110 ko de memorie. Pentru a fi utilizabil pe calculatorul IBM 360/30 al Universităţii din Bucureşti (64 ko), programul a fost fragmentat în faze separate, apelate succesiv şi transferate pe disc. Astfel REGIST ocupă la refuz memoria internă de 64 ko a calculatorului IBM 360/30 al C.C.U.B.

În prima fază este citită şi memorată descrierea circuitului, se testează pentru erori şi se alcătuiesc matricele topologice; în cea de a doua fază este efectuată analiza iterativă, fiecare iteraţie constînd în liniarizarea caracte-

risticii transistorului, alcătuirea şi rezolvarea sistemului algebric liniar de ecuaţii; caracteristica se ridică în a treia fază.

3. *Analiza neliniară de curent continuu*

Modelul neliniar utilizat pentru transistor în REGIST foloseşte un proces iterativ, excluzînd posibilitatea unor soluţii directe. Acest proces iterativ este prezentat în figura 6 (primul ciclu însemnat din organigrama generală a programului). Pornind de la un set iniţial de potenţiale la noduri, se trece la noi seturi de soluţii prin următorii paşi. Bazîndu-ne pe acest set iniţial al potenţialelor, determinăm întîi punctele de funcţionare de încercare a transistoarelor. Modelul neliniar utilizat este liniarizat în jurul punctului de funcţionare ales. Modelul liniarizat este folosit pentru a construi un sistem liniar de ecuaţii algebrice al potenţialelor la noduri. Acest sistem de ecuaţii este rezolvat şi rezultă un nou set de potenţiale la noduri. Noul set de valori este supus criteriului de convergenţă al procesului iterativ folosit: dacă noile valori coincid într-o anumită limită cu valorile respective a două iteraţii precedente, atunci se iese din ciclu şi se tipăresc rezultatele; dacă nu, procesul iterativ este reluat pînă cînd se obţine convergenţa. Limita spre care trebuie să conveargă diferenţa valorilor este de 1 mV.

4. *Modelul matematic folosit pentru descrierea transistorului*

Modelul folosit pentru descrierea transistorului este un model neliniar de curent continuu, şi anume modelul Ebers-Moll (fig. 1).

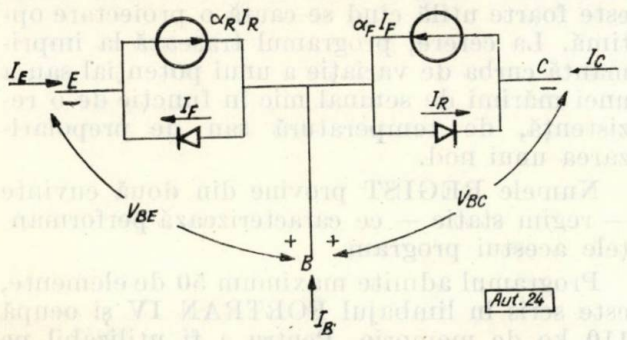


Fig. 1. Modelul Ebers-Moll.

Simulînd funcţionarea transistorului în regiunea activă normală, de saturaţie, de tăiere şi activă inversă, acesta este modelul folosit de majoritatea programelor.

Notînd curentul de saturaţie:

$$I_S = \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}, \qquad (1)$$

modelul prezentat (fig. 1) este controlat de mărimile:

$$I_E = -I_{ES}\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{VT}\right) - 1\right] + \alpha_R I_{CS}\left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{VT}\right) - 1\right] =$$

$$= -(1 + 1/\beta_F) I_{CE} + I_{CC}$$

şi:

$$I_C = -I_{CS}\left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{VT}\right) - 1\right] + \alpha_F I_{ES}\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{VT}\right) - 1\right] =$$

$$= -(1 + 1/\beta_R) I_{CC} + I_{CE}, \qquad (2)$$

unde s-a notat:

β_F — β direct

β_R — β invers;

$VT = \frac{KT}{q}$ — potenţialul termodinamic,

iar curenţii daţi de cele două generatoare de curent corespunzătoare joncţiunilor *EB* şi *CB* prin:

$$I_{CE} = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{VT}\right) - 1\right] = I_S\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{VT}\right) - 1\right],$$

$$I_{CC} = \alpha_R I_{CS}\left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{VT}\right) - 1\right] = I_S\left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{VT}\right) - 1\right]. \qquad (3)$$

Datorită simetriei modelului (fig. 1) faţă de o axă verticală ce trece prin bază, expresia curentului de bază se scrie:

$$I_B = -I_C - I_E = I_S/\beta_F\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{VT}\right) - 1\right] + I_S/\beta_R\left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{VT}\right) - 1\right] = I_{CE}/\beta_F + I_{CC}/\beta_R. \qquad (4)$$

Această expresie prezintă avantajul că poate fi modelată o singură joncţiune, efectul celui

de-al doilea termen fiind obţinut prin schimbarea rolului emitorului cu cel al colectorului. Pentru a obţine superpoziţia celor două efecte, se ciclează expresia pentru o singură joncţiune, într-o buclă DO. Modelul la care s-a ajuns pe baza acestor considerente, controlat de curentul I_B, este cel din figura 2.

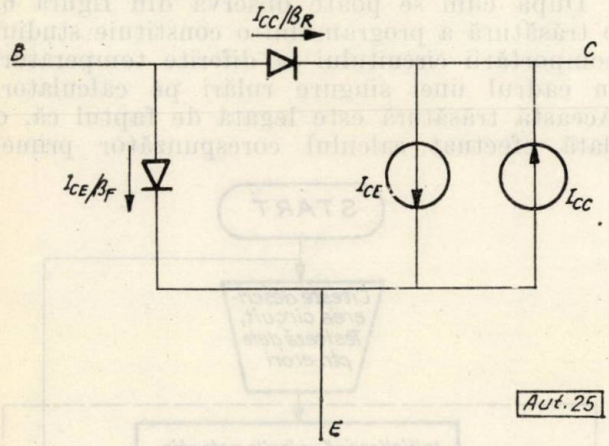


Fig. 2. Modelul neliniar π-hibrid.

Rezolvarea unui sistem algebric de ecuaţii neliniare fiind greoaie şi supusă erorilor, va trebui să liniarizăm modelul. Dezvoltînd în serie Taylor expresiile (3) în jurul unui punct de încercare (V_{BEO} şi V_{BCO} corespund potenţialelor la noduri testate) şi păstrînd primii doi termeni, se pot scrie expresiile :

$$I_{CE} = G_{MFO}\, V_{BEO} + I_{CENO},$$
$$I_{CC} = G_{MRO}\, V_{BCO} + I_{CCNO}; \qquad (5)$$

G_{MFO} (G_{MRO}) corelează o componentă a lui I_{CE} (I_{CC}) cu V_{BE} (V_{BC}) şi reprezintă o transconductanţă sau sursă de curent comandată de tensiune.

Acest procedeu de liniarizare corespunde modelării caracteristicii (fig. 3) printr-o conductanţă G_M (G_{PI}) dată de tangenta la caracteristică în punctul de încercare şi un generator echivalent de tensiune V_T sau de curent I_{CEN} (I_{BEN}) (fig. 3).

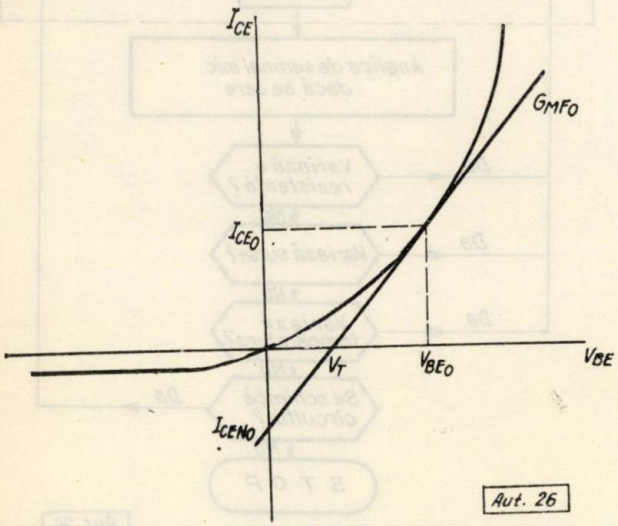


Fig. 3. Aproximarea caracteristicii exponenţiale în punctul de funcţionare.

Procesul iterativ de liniarizare a caracteristicii exponenţiale porneşte de la un prim punct de încercare V_{BEO} =0,5 V şi V_{BCO}=0,0 V, acelaşi pentru fiecare transistor.

Componentele liniarizate ale curentului de bază se scriu conform relaţiei (5) :

$$I_{BE} = I_{CE}/\beta_F = G_{PIFO}\, V_{BEO} + I_{CENO}/\beta_F,$$
$$I_{BC} = I_{CC}/\beta_R = G_{PIRO}\, V_{BCO} + I_{CCNO}/\beta_R. \qquad (6)$$

Din relaţiile (2), (3) şi (5), (6) poate fi dedusă matricea admitanţă nedefinită a transistorului [1], [3]:

$$\begin{vmatrix} G_{MR}+G_{PIR} & G_{MF}-(G_{PIR}+G_{MR}) & -G_{MF} \\ -G_{PIR} & G_{PIF}+G_{PIR} & -G_{PIF} \\ -G_{MR} & G_{MR}-(G_{PIF}+G_{MF}) & G_{PIF}+G_{MF} \end{vmatrix}.$$

$$\cdot \begin{vmatrix} V_C \\ V_B \\ V_E \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (1+1/\beta_R)\, I_{CCN} - I_{CEN} \\ -(I_{CEN}/\beta_F + I_{CCN}/\beta_R) \\ (1+1/\beta_F) I_{CEN} - I_{CCN} \end{vmatrix} \qquad (7)$$

Sistemul matricial (7) corespunde modelului complet liniarizat al transistorului (fig. 4).

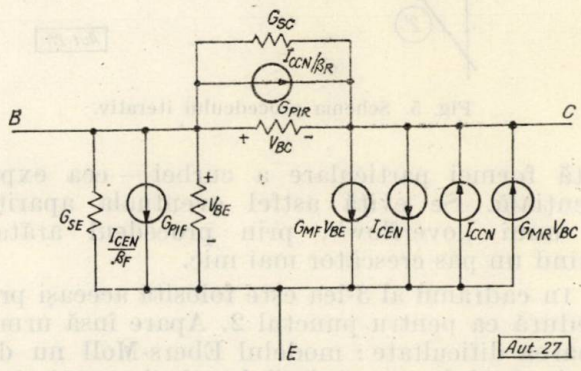


Fig. 4. Modelul liniarizat al transistorului.

Se observă că, dacă se întrerup generatoarele de curent, se obţine modelul π-hibrid al transistorului şi se poate efectua direct un calcul de semnal mic la frecvenţe joase. Valorile elementelor modelului sînt cele corespunzătoare punctelor de funcţionare calculate. Dacă se aplică la bornele de intrare +1 A, respectiv −1 A, şi se rezolvă sistemul de ecuaţii liniare, se poate afla rezistenţa de intrare şi amplificarea de tensiune. Aplicînd apoi +1 A, respectiv −1 A, la bornele de ieşire şi rezolvînd din nou sistemul se obţine rezistenţa de ieşire.

Utilizînd acest model, numărul de parametri ce trebuie descrişi programului pentru un tranzistor este minim.

5. *Procedeul analizei iterative*

Procedeul de analiză iterativă rezultă din figura 5, fiind cel uzual Newton-Raphson [4] pentru valori inferioare celei iniţiale, 2, şi modificat, în felul arătat în figură, pentru 1, datorită formei particulare a curbei — cea exponenţială. Se evită astfel eventuala apariţie a unui „overflow", prin procedeul arătat, luînd un pas crescător mai mic.

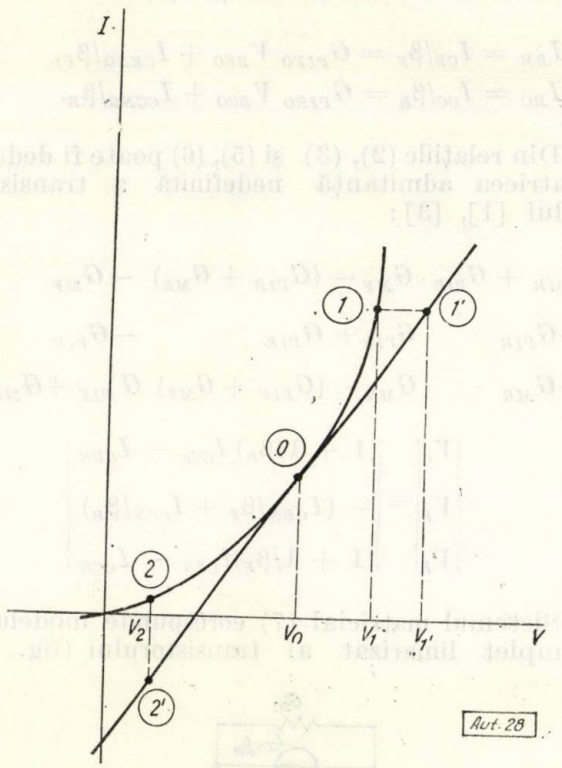


Fig. 5. Schema procedeului iterativ.

În cadranul al 3-lea este folosită aceeaşi procedură ca pentru punctul 2. Apare însă următoarea dificultate: modelul Ebers-Moll nu descrie modularea grosimii bazei ci presupune o valoare constantă (de pantă nulă) a curentului joncţiunii în această situaţie. Pe lîngă inexactitatea modelului, aceasta implică şi un pericol pentru tehnica de calcul: panta fiind nulă, matricea Y a circuitului poate deveni în unele cazuri singulară, ceea ce ar conduce la operaţia fatală de împărţire la zero.

Pentru a preveni acest lucru, se aproximează efectul modulării grosimii bazei printr-o conductanţă constantă de 10^{-9} mho (care poate fi imaginată ca o conductanţă pusă în paralel pe joncţiunile *BE* şi *BC*, fig. 4).

Astfel, caracteristica în cadranul al 3-lea arată ca o linie dreaptă, de pantă constantă, care trece prin punctul de încercare pentru tensiunea pe joncţiune corespunzătoare iteraţiei respective.

II. Facilităţi ale programului REGIST

1. *Analiza în temperatură*

După cum se poate observa din figura 6, o trăsătură a programului o constituie studiul comportării circuitului la diferite temperaturi în cadrul unei singure rulări pe calculator. Această trăsătură este legată de faptul că, o dată efectuat calculul corespunzător primei

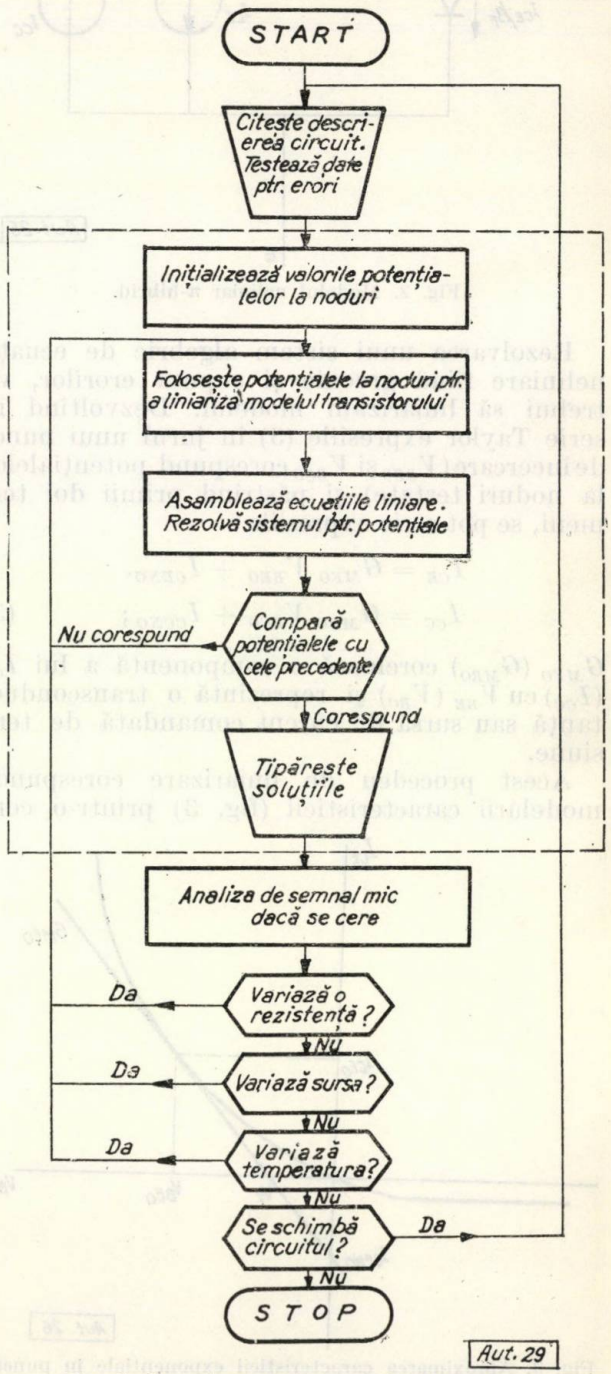


Fig. 6. Organigrama programului REGIST.

temperaturi, dispunem de valori iniţiale pentru potenţiale, iar durata analizei pentru celelalte temperaturi devine neesenţială. Dacă sînt specificaţi coeficienţii de temperatură de ordinul 1 şi 2, TC_1, respectiv TC_2, atunci pentru o temperatură diferită de TN (300°K) valoarea unei rezistenţe sau a lui β se înmulţeşte cu factorul:

$$1 + TC_1(T - TN) + TC_2(T - TN)^2. \quad (8)$$

Pentru curenţii de saturaţie I_{ES} şi I_{CS} se presupune o variaţie de tipul:

$$T^3 \exp\left(-\frac{\Delta W}{KT}\right), \quad (9)$$

iar dependenţa $\alpha(T)$ este simulată în funcţie de variaţia lui β pentru a avea o descriere completă a dependenţei de temperatură a factorului I_S din relaţia (1). Datorită acestei caracteristici, se poate constata pentru orice circuit măsura în care este stabilizat cu temperatura, cu cît variază curentul printr-un anumit tranzistor, şi se pot calcula coeficienţii de sensibilitate ai diferitelor mărimi (potenţial sau curent) în raport cu temperatura.

2. *Trasarea caracteristicilor. Proiectarea optimă*

Posibilitatea de a descrie o sursă prin mai multe valori şi aceea de a modifica structura circuitului lărgesc posibilităţile programului în direcţia proiectării optime. Se pot astfel modifica rezistenţele, tranzistoarele, se pot adăuga bucle de reacţie sau omite elemente. Această trăsătură poate fi îmbinată cu cele prezentate mai înainte şi se poate astfel studia, de exemplu, variaţia diferiţilor coeficienţi de sensibilitate în raport cu temperatura şi împrăştierea statistică a parametrilor elementelor de circuit. Pentru analiza diferitelor stări ale circuitelor logice, extrem de utilă este posibilitatea descrierii unei surse prin mai multe valori.

Programul iniţial a fost dezvoltat astfel încît REGIST poate trasa caracteristici ale variaţiei unui potenţial sau a unei mărimi de semnal mic în funcţie de temperatură, de variaţia unei rezistenţe sau de prepolarizarea unui nod.

Pe organigrama generală (fig. 6) se poate urmări modul în care se trasează caracteristica. Indicînd mărimea care urmează a fi reprezentată şi variabila, programul se ciclează la unul dintre operatorii de decizie însemnaţi pe organigramă. Intervalul în care variabila ia valori este transformat în puncte discrete şi pentru fiecare dintre aceste puncte este făcut calculul. Pentru mărimea care se reprezintă nu este necesară indicarea intervalului de reprezentare deoarece acesta este ales automat în funcţie de intervalul în care mărimea ia valori. Dintre mărimile pe care le calculează programul este selectată cea cerută şi este memorată într-un vector. După închiderea acestui ciclu se transferă vectorul împreună cu variabila unei subrutine de trasare la imprimantă.

Această caracteristică oferă posibilităţi suplimentare pentru proiectarea optimă a unui circuit, alegerea rezistivităţii, a lungimii de difuzie etc. pentru diferite rezistenţe din acel circuit. De asemenea pentru un circuit logic poate fi trasată caracteristica statică de transfer punînd în evidenţă marginile de zgomot. Totodată poate fi vizualizată comportarea în temperatură a diverselor circuite.

Pentru circuitul din figura 7, care constituie un amplificator operaţional elementar, s-a reprezentat potenţialul de ieşire în funcţie de rezistenţa R_4 cînd aceasta ia valori în intervalul 2—4 kΩ. Din grafic (fig. 9) se găseşte valoarea R_4 pentru care potenţialul de ieşire este zero.

III. Utilizarea programului REGIST

Etapele principale parcurse pentru analiza unui circuit sînt arătate foarte clar în organigrama programului din figura 6.

În figurile 7 şi 8 este arătat modul în care este preparat un circuit pentru a fi descris calculatorului. Fiecare element este descris pe cîte o cartelă perforată prin nodurile la care este conectat şi valoare; pentru rezistenţe se mai pot indica coeficientul de temperatură de ordinul 1 şi 2; tranzistoarele bipolare sînt specificate prin conexiunile lor externe, tip, valoarea curentului de saturaţie, β direct şi invers şi coeficienţii de temperatură de ordinul 1 şi 2 pentru β. Programul dispune şi de valori reprezentative pentru curentul de saturaţie şi β, dacă aceste valori lipsesc de pe cartelele de date. Dacă mai multe tranzistoare au caracteristici identice, atunci este suficient să se descrie unul singur, aceiaşi parametri fiind folosiţi şi la celelalte tranzistoare identice. Se poate

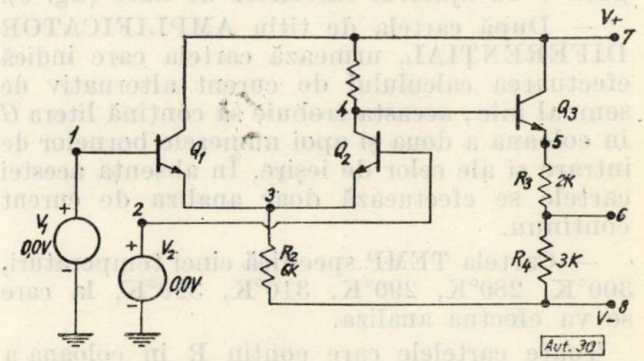


Fig. 7. Prepararea unui circuit pentru a fi descris programului; amplificator diferenţial.

constata, din figurile 7 şi 8 şi din cele arătate mai sus, modul foarte simplu în care se descrie circuitul calculatorului şi numărul extrem de

```
Col.  2  4  6  9  12  15  21  31  41  51  61
Q 1 0 7 01 03 NPN     0.006666
Q 2 04 02 03 Q 1
Q 3 07 04 05 Q 1
R 4 06 08             3000.0 0.002
R 3 05 06             2000.0 0.02
R 2 03 08             6000.0   0.002
R 1 07 04             3000.0   0.002
V 2 02 00             0.0w
V 1 01 00             0.0w
V — 08 00              — 6.0
V + 07 00              6.0
GAI 01 02 06 00
TEMP          300. 290. 280. 310. 320.
DES LIN V 06 R 4 2000.0   4000.0
   END
```

Fig. 8. Cartelele de date pentru amplificator diferenţial.

redus al parametrilor ce trebuie specificaţi, aceştia fiind cei mai reprezentativi şi uşor de aflat.

După cum se poate vedea din figura 7, prima etapă pentru efectuarea analizei unui circuit cu programul REGIST este numerotarea nodurilor schemei. Nu se impune nici o ordine la numerotarea nodurilor, programul fiind prevăzut cu metodele topologice necesare recunoaşterii circuitului; nodul de referinţă (masa) trebuie să primească însă întotdeauna numărul 0. Chiar dacă anumite numere din şirul numerelor naturale sînt sărite programul recunoaşte circuitul şi tipăreşte un mesaj care semnalează numerotarea discontinuă. Erorile în descrierea circuitului care duc la întreruperea programului sînt următoarele: un nod la care este legată o singură latură şi două surse de tensiune legate la acelaşi nod.

În continuare se va indica cum este descris calculatorului amplificatorul diferenţial din figura 7 cu ajutorul cartelelor de date (fig. 8).

— După cartela de titlu AMPLIFICATOR DIFERENŢIAL, urmează cartela care indică efectuarea calculului de curent alternativ de semnal mic; aceasta trebuie să conţină litera *G* în coloana a doua şi apoi numerele bornelor de intrare şi ale celor de ieşire. În absenţa acestei cartele se efectuează doar analiza de curent continuu.

— Cartela TEMP specifică cinci temperaturi, 300°K, 280°K, 290°K, 310°K, 320°K, la care se va efectua analiza.

Toate cartelele care conţin R în coloana a doua descriu cîte o rezistenţă. Pentru fiecare se indică nodurile la care este conectată, valoarea (în Ω) şi în acest caz coeficientul de temperatură de ordinul 1, de 2 000 ppm/°C, necesar la analiza în temperatură. Coeficientul de ordinul 2 este nul.

— Cartelele conţinînd *Q* în coloana a doua descriu transistoarele. După specificarea nodurilor la care sînt legaţi *C*, *B*, *E* respectiv, se precizează că transistorul Q_1 este npn. Faptul că spaţiile corespunzătoare curentului de saturaţie I_S, β_F şi β_R sînt goale înseamnă că aceşti parametri vor primi valorile reprezentative oferite de program: 10^{-14} A pentru curentul de saturaţie, 100 pentru β_F şi 1 pentru β_R. Coeficientul de temperatură de ordinul 1 pentru β_F şi β_R este 6 666 ppm/°C, iar cel de ordinul 2 este 0. Pentru transistoarele Q_2 şi Q_3 se dau doar nodurile la care sînt legate şi se specifică identitatea cu Q_1, programul utilizînd aceiaşi parametri.

— Cartelele care descriu surse conţin un *V* (sursele de tensiune la masă) sau *I* (surse de curent) în coloana a doua. Se mai dau nodurile şi o valoare sau mai multe valori pentru o singură sursă.

Pentru cartelele de mai sus ordinea este arbitrară.

O cartelă cu litera *D* în coloana a doua este introdusă pentru trasarea graficului. Pe această cartelă se scriu: scara (liniară sau logaritmică) de reprezentare pe abscisă, mărimea de reprezentat, variabila şi intervalul în care aceasta va lua valori.

Dacă se doreşte modificarea circuitului, se adaugă o cartelă ALTER, după care urmează cartelele conţinînd noua descriere.

Ultima cartelă, END, semnalează încheierea descrierii circuitului.

În figura 9 este reprezentată grafic variaţia potenţialului de ieşire pentru acest circuit cînd rezistenţa R_4 ia valori între 2 şi 4 kΩ.

Un exemplu mai amplu de circuit analizat cu ajutorul programului REGIST este amplificatorul operaţional LM 201 (fig. 10). La început se efectuează analiza de curent continuu şi de semnal mic a circuitului cu bucla de reacţie deschisă pentru două temperaturi. Apoi se repetă analiza pentru circuitul cu bucla de reacţie închisă (pentru modificarea circuitului se foloseşte cartela ALTER) [5]. Analiza circuitului cu bucla deschisă a necesitat 52, respectiv 22 de iteraţii (la cele două temperaturi), iar pentru circuitul cu bucla închisă au fost suficiente doar 17, respectiv 4 iteraţii. Figura 11 arată modul în care sînt tipărite descrierea circuitului şi rezultatele, la imprimantă.

Un alt exemplu care a fost analizat este circuitul bistabil JK μL 923 din figura 12. Pentru acest circuit s-a aplicat facilitatea programului REGIST de a descrie o sursă prin mai multe valori. S-a analizat circuitul în cazul aplicării şi neaplicării tensiunii la intrarea de prepolarizare. În plus, s-a analizat şi comportarea cu temperatura. Cele patru analize (două valori ale sursei şi două ale temperaturii) ale acestui circuit avînd 15 transistoare şi 17 rezistenţe au durat 10 min pe calculatorul IBM 360/30.

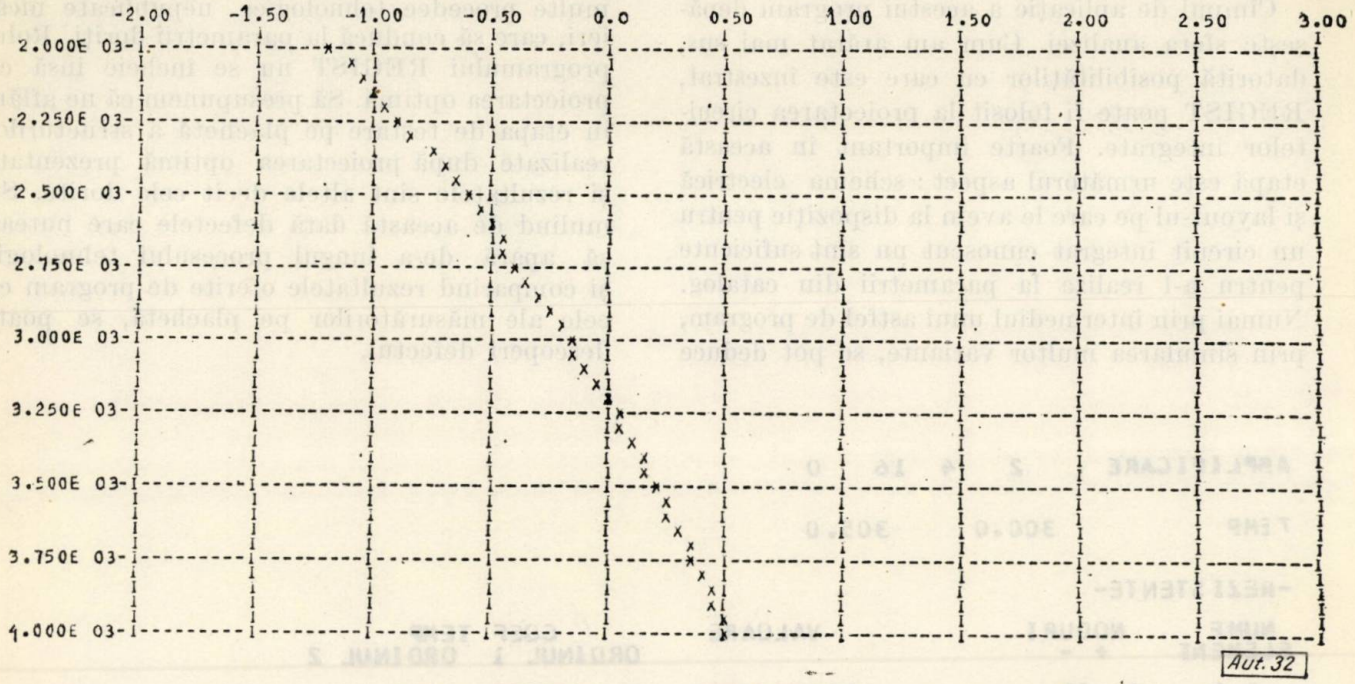


Fig. 9. Curba de variaţie a potenţialului de ieşire a circuitului din figura 2 în funcţie de rezistenţa R_4.

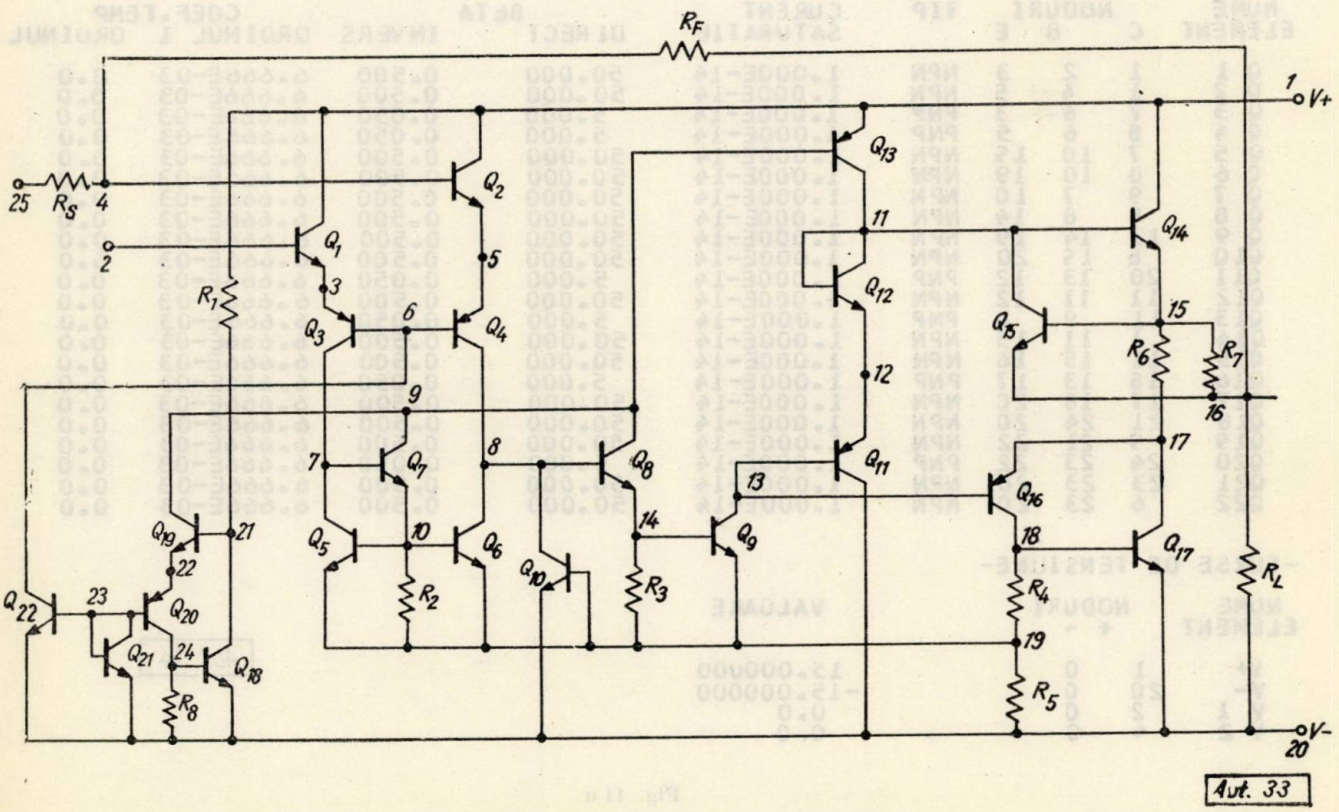


Fig. 10. Amplificatorul operaţional LM—201.

Cîmpul de aplicaţie a acestui program depăşeşte sfera analizei. Cum am arătat mai sus, datorită posibilităţilor cu care este înzestrat, REGIST poate fi folosit la proiectarea circuitelor integrate. Foarte important în această etapă este următorul aspect: schema electrică şi layout-ul pe care le avem la dispoziţie pentru un circuit integrat cunoscut nu sînt suficiente pentru a-l realiza la parametrii din catalog. Numai prin intermediul unui astfel de program, prin simularea multor variante, se pot deduce multe procedee tehnologice, nepublicate nicăieri, care să conducă la parametrii doriţi. Rolul programului REGIST nu se încheie însă cu proiectarea optimă. Să presupunem că ne aflăm în etapa de testare pe plachetă a structurilor realizate după proiectarea optimă prezentată şi rezultatele sînt altele decît cele dorite. Simulînd de această dată defectele care puteau să apară de-a lungul procesului tehnologic şi comparînd rezultatele oferite de program cu cele ale măsurătorilor pe plachetă, se poate descoperi defectul.

AMPLIFICARE 2 4 16 0

TEMP 300.0 305.0

-REZISTENTE-

NUME ELEMENT	NODURI +	NODURI −	VALOARE	COEF TEMP ORDINUL 1	COEF TEMP ORDINUL 2
R 1	1	21	300000.000	2.000E-03	0.0
R 2	10	19	40000.000	2.000E-03	0.0
R 3	14	19	40000.000	2.000E-03	0.0
R 4	18	19	80000.000	2.000E-03	0.0
R 5	19	20	1000.000	2.000E-03	0.0
R 6	15	17	50.000	2.000E-03	0.0
R 7	15	16	25.000	2.000E-03	0.0
R 8	20	24	10000.000	2.000E-03	0.0

-TRANZISTORI-

NUME ELEMENT	NODURI C	NODURI B	NODURI E	TIP	CURENT SATURATIE	BETA DIRECT	BETA INVERS	COEF.TEMP ORDINUL 1	COEF.TEMP ORDINUL 2
Q 1	1	2	3	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 2	1	4	5	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 3	7	6	3	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q 4	8	6	5	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q 5	7	10	19	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 6	8	10	19	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 7	9	7	10	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 8	9	8	14	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q 9	13	14	19	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q10	8	19	20	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q11	20	13	12	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q12	11	11	12	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q13	11	9	1	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q14	1	11	15	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q15	11	15	16	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q16	18	13	17	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q17	17	18	20	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q18	21	24	20	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q19	9	21	22	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q20	24	23	22	PNP	1.000E-14	5.000	0.050	6.666E-03	0.0
Q21	23	23	20	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0
Q22	6	23	20	NPN	1.000E-14	50.000	0.500	6.666E-03	0.0

-SURSE DE TENSIUNE-

NUME ELEMENT	NODURI +	NODURI −	VALOARE
V+	1	0	15.000000
V-	20	0	-15.000000
V 1	2	0	0.0
V 2	4	0	0.0

Aut 34

Fig. 11 *a*

Datele circuitului din figura 10 şi rezultatele calculate de REGIST

TEMPERATURA = 305.0

NUMARUL DE ITERATII IN ANALIZA DE CC = 22

POTENŢIALELE LA NODURI

NODUL	VALOAREA	NODUL	VALOAREA	NODUL	VALOAREA	NODUL	VALOAREA
3	-0.555015	5	-0.555015	6	-1.105759	7	-13.781369
8	-13.771244	9	14.388203	10	-14.314335	11	14.870675
12	14.264984	13	13.663617	14	-14.304145	15	14.237300
16	14.237300	17	14.203343	18	-14.366996	19	-14.864941
21	-13.329749	22	-13.904042	23	-14.474033	24	-14.418338
2	0.0	4	0.0	1	15.000000	20	-15.000000

PUNCTELE STATICE DE FUNCŢIONARE ALE TRANZISTORILOR

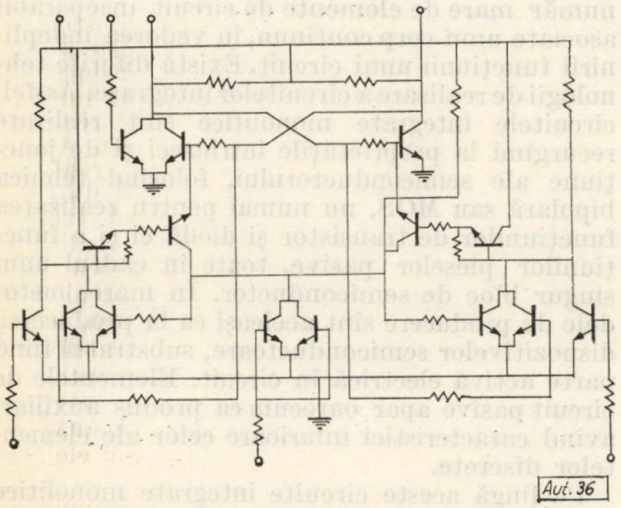
TRANZISTOR	IB	VBE	IC	VCE	BETA	GM	RP1
Q 1	0.00000065	0.555015	0.00003343	15.555015	51.666	0.001272	4.0616E 04
Q 2	0.00000065	0.555015	0.00003343	15.555015	51.666	0.001272	4.0616E 04
Q 3	-.00000553	-0.550744	-0.00002855	-13.226354	5.167	0.001086	4.7555E 03
Q 4	-.00000553	-0.550744	-0.00002855	-13.216229	5.167	0.001086	4.7555E 03
Q 5	0.00000055	0.550606	0.00002827	1.083571	51.666	0.001076	4.8034E 04
Q 6	0.00000055	0.550606	0.00002827	1.093696	51.666	0.001076	4.8034E 04
Q 7	0.00000028	0.532966	0.00001445	28.702530	51.666	0.000550	9.3988E 04
Q 8	0.00000028	0.532901	0.00001441	28.692337	51.666	0.000548	9.4220E 04
Q 9	0.00000081	0.560796	0.00004166	28.528549	51.666	0.001585	3.2596E 04
Q10	0.00000000	0.135059	0.00000000	1.228755	51.666	0.000000	3.5378E 11
Q11	-.00003793	-0.601367	-0.00019598	-29.264984	5.167	0.007457	6.9282E 02
Q12	0.00000445	0.605691	0.00022993	0.605691	51.666	0.008749	5.9053E 03
Q13	-.00009862	-0.611797	-0.00024707	-0.129325	5.167	0.011090	4.6587E 02
Q14	0.00001276	0.633375	0.00065932	0.762700	51.666	0.025088	2.0594E 03
Q15	-.00000000	-0.000000	0.00000000	0.633375	51.666	0.000000	6.0351E 13
Q16	-.00000363	-0.539726	-0.00001877	-28.570328	5.167	0.000714	7.2325E 03
Q17	0.00001258	0.633004	0.00065006	29.203339	51.666	0.024736	2.0887E 03
Q18	0.00000178	0.581662	0.00009215	1.670251	51.666	0.003506	1.4734E 04
Q19	0.00000135	0.574293	0.00006962	28.292236	51.666	0.002649	1.9504E 04
Q20	-.00001149	-0.569991	-0.00005939	-0.514296	5.167	0.002260	2.2863E 03
Q21	0.00000021	0.525967	0.00001107	0.525967	51.666	0.000421	1.2267E 05
Q22	0.00000021	0.525967	0.00001107	13.894240	51.666	0.000421	1.2267E 05

REZISTENŢA DE INTRARE = 1.6263E 05OHMI

AMPLIFICAREA DE TENSIUNE = 1.2328E 03

Aut. 35

Fig. 11 *b*. Datele circuitului din figura 10 şi rezultatele calculate de REGIST·



Aut. 36

Fig. 12. Circuitul bistabil JK μL 923.

IV. Concluzii

Articolul prezintă programul REGIST pentru analiza neliniară de curent continuu a circuitelor cu transistoare bipolare, program care a fost elaborat pornindu-se de la programul BIAS-3 al Universităţii din Berkeley California * [1].

După ce în prima parte a articolului s-a prezentat modelul iterativ de analiză neliniară, în ultima parte au fost descrise cîteva din aplicaţiile în care a fost utilizat programul.

O cît mai bună concordanţă a rezultatelor calculate cu cele măsurate experimental este condiţionată de modelul folosit pentru transistor şi de valorile date elementelor conţinute de acest model.

În ceea ce priveşte modelul pentru transistoare, acesta poate fi completat pentru o precizie cît mai mare cu elemente care se leagă la conexiunile externe ale transistorului. Astfel pentru un transistor integrat poate fi adăugată o rezistenţă de colector sau pentru un transistor de ieşire se conectează rezistenţa colector-emitor R_0. De asemenea se poate descrie $\beta_F = \beta_F(Ic)$. Programul lasă astfel multe posibilităţi utilizatorului. Pentru o cît mai fidelă

* Acest program cu 11 000 de cuvinte este adaptat calculatorului CDC—6400, la care un cuvînt are 10 bytes, iar un dublu cuvînt are 20 de bytes.

descriere a transistorului se va alcătui o bibliotecă de date.

O variantă simplificată (pentru studenţi) a programului REGIST există, pentru calculatorul IBM 1130, la Centrul de calcul al Institutului politehnic Bucureşti [6].

Programul REGIST se găseşte la CCPCE — Băneasa şi este folosit în mod curent pentru calculele de elaborare şi testare a circuitelor integrate liniare şi logice.

Dorim să mulţumim în încheiere conducerii CCPCE-Băneasa, ing. *C. Bulucea* şi ing. *M. Bodea*, pentru îndrumarea în timpul realizării programului, şi ing. *I. Satran* pentru ajutorul şi sugestiile sale în dificultăţile de programare survenite.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mc. Calla, W. J., Howard, W. G. *BIAS-3, a program for the nonlinear DC analysis of bipolar transistor circuits.* În : IEEE journal of solid state circuits, vol. SC-6, nr. 1, feb 1971.

[2] SEEC, vol. 3. New York, Wiley, 1966.

[3] Ghausi, M. S. *Principles and design of linear active circuits.* New York, Mc Graw Hill, 1965.

[4] Calahan, D. A. *Computer aided network, design.* New York, Mc Graw Hill, 1968.

[5] Vladimirescu, A. *Analiza automată, asistată de calculator, a circuitelor electronice.* Proiect de diplomă IPB, iunie 1971.

[6] Athanasiu, I. *Prezentare la sesiunea cercurilor ştiinţifice studenţeşti,* nov 1971.

Ing. ANCA MANUELA MANOLESCU

Tehnologii şi materiale folosite pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subţiri

Unul dintre aspectele caracteristice epocii moderne îl constituie creşterea exponenţială a complexităţii sale. Eforturile oamenilor de a se acomoda în această direcţie sînt ajutate din ce în ce mai mult de electronică : prin complexele maşini de calcul, prin metodele de transmisie a informaţiilor şi prin sistemele de automatizare ea a devenit o prelungire a simţurilor şi minţii omeneşti şi ca atare nu este de mirare ca şi complexitatea ei să cunoască aceeaşi dezvoltare exponenţială.

La începuturile electronicii, sistemele mai complicate au fost realizate prin dezvoltarea şi combinarea cîtorva componente simple, de bază, ceea ce a condus la realizarea unor sisteme extrem de complicate şi de dimensiuni foarte mari, sortite eşecului.

Ulterior electroniştii şi-au extins posibilităţile prin crearea de tuburi electronice miniaturale şi subminiaturale simultan cu obţinerea de piese pasive de dimensiuni şi siguranţă în funcţionare corespunzătoare.

Primul pas în evoluţia tehnologiei microelectronice a fost făcut în anul 1930 prin descoperirea circuitelor imprimate de catre Rhode care a reuşit să producă toate legăturile necesare unui sistem electronic printr-un procedeu unic.

Descoperirea transistorului, care este un dispozitiv mult mai mic decît tuburile, consumă o putere mult mai mică şi nu se degradează în timp ca vidul sau catodul tuburilor electronice, s-a dovedit a fi foarte promiţătoare. Totuşi creşterea siguranţei în funcţionare se făcea lent şi la costuri destul de ridicate. De aceea, simultan cu îmbunătăţirile aduse transistorului, însoţite de îmbunătăţirile aduse tuburilor electronice şi de miniaturizarea pieselor pasive datorită cerinţelor mai mici de putere, tensiune şi curent, se fac eforturi susţinute pentru obţinerea unor sisteme care să poată fi realizate rapid, mai ieftin, să fie mai mici şi mai sigure în funcţionare. La aceste cerinţe răspund noile tehnici ale microelectronicii.

Problema fundamentală care se ridică este aceea de a înfrînge „tirania numerelor", adică de a reduce marele număr de piese care trebuie fabricate, controlate, ambalate, expediate, despachetate, reîncercate şi interconectate bucată cu bucată.

Circuitele integrate încearcă să rezolve tocmai această problemă prin realizarea fizică a unui număr mare de elemente de circuit inseparabil asociate unui corp continuu, în vederea îndeplinirii funcţiunii unui circuit. Există diferite tehnologii de realizare a circuitelor integrate. Astfel, circuitele integrate monolitice sînt realizate recurgînd la proprietăţile intrinseci şi de joncţiune ale semiconductorului, folosind tehnica bipolară sau MOS, nu numai pentru realizarea funcţiunilor de transistor şi diodă ci şi a funcţiunilor pieselor pasive, toate în cadrul unui singur bloc de semiconductor. În mare, metodele de producere sînt aceleaşi ca la producerea dispozitivelor semiconductoare, substratul fiind parte activă electrică în circuit. Elementele de circuit pasive apar oarecum ca produs auxiliar, avînd caracteristici inferioare celor ale elementelor discrete.

Pe lîngă aceste circuite integrate monolitice mai există un alt grup de circuite integrate, derivate direct din circuitele imprimate. Acestea folosesc ca substrat un material izolator care nu ia parte activă în circuit. Încă de prin anul 1940 s-a încercat realizarea unor circuite imprimate în care rezistenţele se făceau pe bază de lacuri de cărbune. Rezultatele nu au

fost însă satisfăcătoare calitativ. De abia prin 1950 s-a început folosirea tehnicii de producere a straturilor subţiri (TSS) la realizarea de reţele integrate de rezistenţe şi condensatoare. Metoda se bazează pe controlul cu precizie al grosimii, structurii şi compoziţiei chimice a peliculelor subţiri metalice şi izolatoare, realizate în vid prin evaporare sau pulverizare catodică. În anul 1963 a apărut o nouă tehnologie microelectronică, tehnologia straturilor groase (TSG), introdusă de firmele Du Pont şi I.B.M. Această tehnologie foloseşte suporţi ceramici pe care se depun, prin sistemul sitei, paste cu metal sau sticlă ce se ard la temperaturi înalte, devenind rezistenţe, conductoare şi condensatoare. Grosimea straturilor realizate prin TGS este de 10—50 microni, pe cînd grosimea straturilor subţiri produse prin TSS este sub 1 micron (100—30 000 Å).

Dacă la compararea tehnologiei straturilor subţiri cu cea a straturilor groase neglijăm unele detalii de producere şi de caracteristici, ambele tehnologii conduc la acelaşi rezultat: produc reţele de rezistenţe şi condensatoare, precum şi conexiunile dintre ele. Principalul dezavantaj al acestor două tehnologii (TSS şi TSG) îl constituie imposibilitatea integrării elementelor active. Este adevărat că s-a încercat realizarea unor dispozitive active cu straturi subţiri, dar rezultatele obţinute sînt nesatisfăcătoare. De aceea pentru a produce sisteme funcţionale folosind aceste două procedee, este necesară introducerea ulterioară a elementelor active preferabil sub formă de „chipuri" sau ca dispozitive capsulate separat, urmînd ca întregul circuit astfel realizat să fie capsulat într-un ansamblu. Circuitele obţinute prin introducerea elementelor active în mod discret în circuitele bloc obţinute prin diferite procedee (tehnologia straturilor subţiri sau a straturilor groase) se numesc circuite hibride.

Disputa iniţială dintre circuitele integrate monolitic şi circuitele hibride s-a terminat cu concluzia că de fapt cele două tehnologii nu sînt competitive ci mai degrabă complementare. Deşi tehnica monolitică a preluat o mare parte din circuitele microelectronice, circuitele hibride acoperă o serie de domenii tipice în care dau o soluţie mai bună şi mai economică, ceea ce se reflectă şi în faptul că pe piaţa mondială vînzările de circuite hibride în raport cu circuitele monolitice au cunoscut o creştere în ultimii ani (cu 20% în S.U.A. şi 8% în Europa occidentală) [5].

Într-adevăr în unele situaţii circuitele hibride sînt preferate celor monolitice fie datorită unui preţ de cost mai scăzut, fie datorită faptului că uneori performanţele impuse nu pot fi obţinute cu circuite monolitice şi nici chiar cu circuite discrete. Astfel, circuitele în care se cere o mare precizie a elementelor pasive, circuitele în care sînt necesare componente pasive (inductanţe, condensatoare) de valori mari şi care nu pot fi obţinute prin tehnica monolitică, circuitele de înaltă frecvenţă şi microunde care nu pot fi realizate prin tehnologia monolitică datorită cuplajului inerent dintre componente, circuitele de putere etc., se pretează perfect pentru a fi realizate prin tehnologia hibridă.

Aceste considerente au determinat ca şi în ţară la noi, la Institutul politehnic Bucureşti, Catedra de tuburi electronice şi transistoare, să apară preocupări în acest sens, concretizate prin amenajarea unui laborator de cercetare şi microproducţie în domeniul circuitelor hibride destinat studiului şi realizării acestora.

1. Tehnologiile de realizare a straturilor subţiri

Noţiunea de strat subţire

Se consideră strat subţire o peliculă ale cărei proprietăţi sînt determinate în mare parte de grosimea sa, fiind diferite de proprietăţile aceluiaşi material în stare masivă. Grosimile uzuale ale straturilor subţiri sînt cuprinse între cîţiva zeci de angstromi şi cîţiva microni. De obicei straturile subţiri au o structură policristalină formată din cristale mici, numite cristalite, de dimensiuni variind între 50 Å şi 2 000 Å pentru straturi relativ groase; pentru straturi foarte subţiri, dimensiunile acestor cristalite depind de grosime. Dimensiunile cristalitelor depind de asemenea de unii parametri din timpul depunerii, cum ar fi temperatura substratului şi viteza de depunere. Structura straturilor subţiri poate fi modificată prin tratamente termice de îmbătrînire efectuate după depunere, în urma cărora cristalitele mari cresc şi mai mult pe seama micşorării cristalitelor mici. După cum s-a menţionat, straturile subţiri au proprietăţi diferite de cele ale materialelor masive; astfel, tensiunile interne sînt de aproximativ 200 de ori mai mari datorită structurii policristaline mult mai dezordonate a straturilor subţiri.

Efectul grosimii se manifestă şi la straturile foarte subţiri de dielectrici — mai subţiri decît 1000 Å — sub forma unei modificări bruşte a conductanţei în condiţiile aplicării unui cîmp electric constant. Conductivitatea straturilor foarte subţiri de dielectrici se datoreşte unor mecanisme de conducţie specifice acestora, ca de exemplu efectul tunel, emisia Schottky, emisia Poole-Frenkel etc. Pentru straturi subţiri de dielectrici avînd grosimi mai mari decît 1000 Å, cîmpul necesar pentru producerea unui anumit curent nu mai depinde în general de grosime.

Conductivitatea straturilor subţiri de metale se modifică substanţial faţă de conductivitatea materialelor masive atunci cînd grosimea lor devine comparabilă sau mai mică decît drumul liber mijlociu al electronilor. Pentru aceste

grosimi, reflexia electronilor la suprafaţa stratului, precum şi fenomenele de difuzie datorite impurităţilor şi defectelor stratului, devin foarte importante, determinînd o reducere substanţială a conductivităţii. De asemenea se constată că, pe măsură ce grosimea stratului scade coeficientul de temperatură al rezistenţei scade, trecînd prin zero şi putînd deveni chiar negativ [1].

O parte din aceste proprietăţi specifice ale straturilor subţiri sînt folosite în circuitele realizate cu straturi subţiri.

Metode de obţinere a straturilor subţiri

Evaporarea. Depunerea straturilor subţiri prin evaporare se realizează prin încălzirea materialului ce trebuie depus într-o incintă vidată la o asemenea temperatură încît un număr mare de

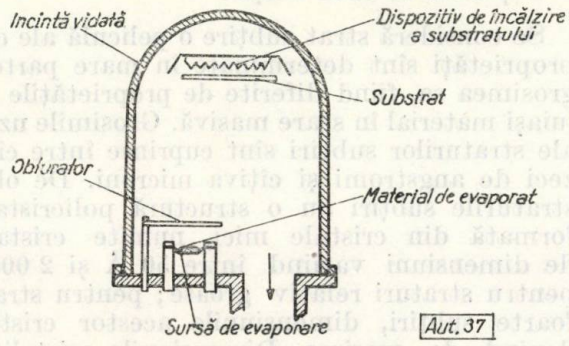


Fig. 1. Schema unei instalaţii de evaporare.

atomi şi molecule să poată părăsi suprafaţa materialului şi să se depună pe substrat. Datorită presiunii reduse din interiorul incintei vidate ($10^{-4} - 10^{-8}$ torri), majoritatea moleculelor evaporate nu mai suferă ciocniri cu moleculele gazului rezidual şi ajung în linie dreaptă la substrat.

O instalaţie de evaporare este arătată schematic în figura 1. Părţile ei esenţiale sînt : incinta vidată care asigură obţinerea condiţiilor necesare evaporării, sursa de vapori în care se introduce şi se încălzeşte materialul ce trebuie evaporat, substratul pe care trebuie făcută depunerea, suportul substratului, precum şi dispozitivul de încălzire a substratului.

Procesul de evaporare propriu-zis constă într-un ciclu format din : vaporizarea materialului, zborul atomilor şi moleculelor pînă la substrat şi condensarea lor pe substrat. Materialul ce trebuie depus se încălzeşte în sursa de vaporizare pînă la obţinerea unei presiuni de vapori de minimum 10^{-2} torri, pentru care viteza de formare a stratului este acceptabilă. Din punctul de vedere al reducerii pericolului de contaminare în timpul zborului moleculelor spre substrat, este preferabil ca viteza de formare a stratului să fie mare. Aceasta nu este posibil totdeauna fie din cauza sursei de evaporare, fie din cauza materialului care se depune. De aceea se recurge de obicei la o soluţie de compromis, acceptabilă din toate punctele de vedere. Procesul de evaporare continuă cu condensarea atomilor evaporaţi pe substrat. Condensarea iniţială a materialului evaporat constă în adsorbţia moleculelor evaporate pe suprafaţa substratului şi de aceea starea suprafeţei substratului are o mare influenţă asupra depunerii iniţiale a stratului şi implicit asupra creşterii sale ulterioare. Mecanismul de creştere a straturilor subţiri depuse prin evaporare a fost studiat în ultimii ani cu microscopul electronic. Deoarece depunerea se poate face chiar în corpul microscopului, s-au putut urmări toate fazele procesului de depunere. În figura 2 se arată procesul de contopire a două insuliţe de aur pe sulfură de molibden (MoS_2) la 400°C (Pashley şi Stowell „Nucleation and growth of thin films as observed in the electron microscope", Journal of vacuum science and technology). Avînd în vedere faptul că substratul constituie suportul structural al peliculei depuse, aderenţa peliculei la substrat trebuie să fie suficient de bună pentru ca manipulările, testările şi celelalte etape ulterioare evaporării să nu producă desprinderea stratului de pe substrat. Aderenţa depinde în mare măsură de curăţirea iniţială a substratului pe care se face depunerea. Deoarece nu există metode nedistructive de măsurare a curăţirii substratului şi aderenţei filmului, de obicei se adoptă acel procedeu

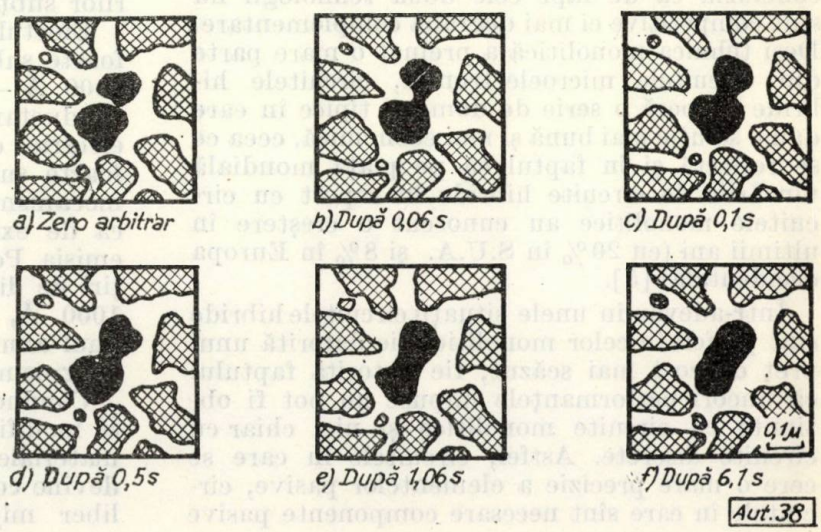


Fig. 2. Contopirea a două insuliţe de aur depuse pe sulfură de molibden (MoS_2) în timpul depunerii la 400°C. Fotografiile au fost făcute în raport cu un zero arbitrar (a).

de curăţire care a dat rezultate experimentale bune.

Structura şi proprietăţile straturilor depuse depind de o serie de factori cum sînt: natura substratului şi contaminările din timpul depunerii, precum şi de parametrii specifici procesului de depunere ca temperatura sursei, temperatura substratului, viteza de evaporare, grosimea stratului depus, unghiul de incidenţă al atomilor şi moleculelor evaporate etc. Pentru o mai bună reproductibilitate trebuie ca aceşti parametri să fie controlaţi în timpul depunerii prin metode adecvate [6].

Majoritatea materialelor care se depun prin evaporare necesită ca temperatura sursei de evaporare să fie cuprinsă între 1 000 şi 2 000°C. Cea mai simplă sursă de evaporare o constituie un filament sau un cuptoraş de Mo, Ta, W sau grafit încălzit electric. În prezent există diferite tipuri de asemenea cuptoraşe concepute pentru evaporarea diferitelor materiale. Alegerea sursei de evaporare se îngreuiază pe măsură ce creşte temperatura de evaporare, deoarece ea nu trebuie să reacţioneze cu materialul de evaporat. De aceea pentru depunerea materialelor cu temperatură de topire ridicată se folosesc metode speciale ca: sublimarea directă a materialului de depus, încălzirea prin bombardament electronic, prin inducţie în înaltă frecvenţă, prin radiaţie, levitaţie etc.

Pulverizarea. Pulverizarea constă în bombardarea materialului ce trebuie depus numit ţintă cu particule avînd energie mare (de obicei ioni pozitivi) care provoacă desprinderea atomilor de la suprafaţa acestui material şi depunerea lor pe substraturi [10].

Atît pulverizarea cît şi evaporarea se fac în incinte vidate; deosebirea esenţială dintre aceste metode constă în faptul că în timp ce evaporarea se face pe seama energiei termice comunicate materialului ce trebuie depus, pulverizarea materialului se realizează prin bombardarea materialului cu ioni pozitivi. De aceea prin pulverizare se pot depune straturi subţiri de materiale refractare fără a fi nevoie de surse încălzite la temperaturi foarte înalte (de exemplu tantalul, care are o temperatură de topire de 3 030°C). Ionii necesari pulverizării sînt produşi prin aplicarea unui cîmp electric puternic, de ordinul kilovolţilor, unui gaz aflat la presiune redusă, de circa 10^{-2} torri, în scopul obţinerii unei descărcări electrice în incinta de depunere. Pentru presiuni prea mici ale gazului din incintă descărcarea se stinge şi pulverizarea încetează. Gazul folosit la pulverizare trebuie să îndeplinească trei cerinţe importante: să fie inert faţă de materialul ce se depune, să aibă un randament de pulverizare bun şi să fie ieftin. Aceste trei cerinţe sînt îndeplinite de obicei de argon.

Ionii pozitivi de argon, produşi în urma descărcării, sînt accelerati şi lovesc catodul făcut din materialul ce trebuie depus; atomii de la suprafaţa acestui material se desprind şi se condensează pe substraturi aflate în apropiere. Există diferite explicaţii ale desprinderii atomilor de la suprafaţa catodului în urma bombardării acestuia cu ioni pozitivi.

Astfel Crookes şi Hippel (1926) consideră că pulverizarea se produce prin crearea unor temperaturi locale foarte ridicate în punctele unde ionii lovesc catodul, ceea ce duce la evaporarea materialului din aceste locuri. Această teorie a fost mult timp singura admisă. O altă explicaţie este cea propusă de Stark; acesta

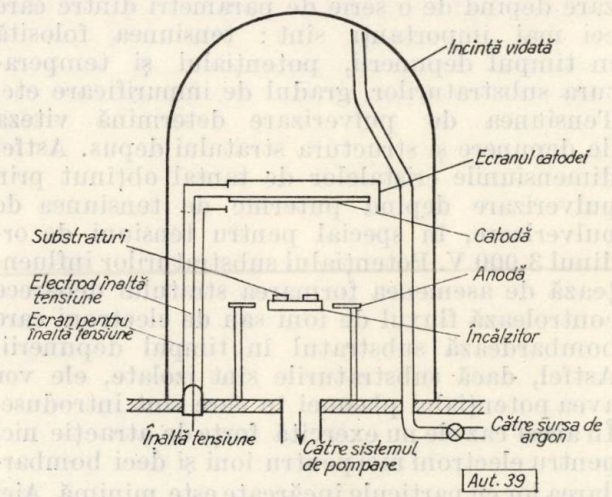


Fig. 3. Instalaţie simplă de pulverizare.

consideră că pulverizarea se realizează prin transferul momentului cinetic al ionilor incidenţi atomilor de la suprafaţa ţintei. Teoria lui Stark este fondată pe o serie de observaţii experimentale [1]. Astfel:

a) distribuţia atomilor emişi prin pulverizare dintr-o ţintă monocristalină nu este cosinusoidală, cum ar trebui să fie dacă pulverizarea s-ar datori evaporării locale. Se constată că atomii desprinşi din ţintă tind să se concentreze de-a lungul direcţiilor de densitate de împachetare maximă a atomilor cristalului;

b) randamentele de pulverizare nu depind numai de energie ci şi de masa ionilor incidenţi;

c) randamentul de pulverizare scade pentru ioni cu energie foarte mare datorită pătrunderii prea profunde a ionilor în materialul ţintei;

d) energia atomilor emişi din ţintă este cu cîteva ordine de mărime mai mare decît ar putea fi în cazul evaporării termice;

e) bombardarea ţintei cu electroni nu produce pulverizarea materialului ţintei, chiar dacă electronii au energii foarte mari.

O instalaţie simplă de pulverizare este arătată în figura 3. Instalaţia constă într-un catod avînd o suprafaţă mare şi un anod pe care sînt aşezate substraturile, într-o configuraţie plan paralelă. Presiunea parţială a gazului poate fi variată între 10 şi 100 militorri; distanţa dintre

electrozi este de ordinul 1—12 cm; diametrul electrozilor poate fi între 5 şi 50 cm. Această instalaţie poate să lucreze cu tensiuni între 1 şi 10 kV.

Introducerea unui gaz reactiv în incinta în care se face pulverizarea permite modificarea sau controlarea proprietăţilor straturilor depuse. Prin această metodă, numită pulverizare reactivă, se pot obţine compuşi ai diferitelor materiale. Astfel s-au obţinut nitruri, carburi şi sulfuri prin introducerea azotului, metanului sau oxidului de carbon şi hidrogenului sulfurat. Proprietăţile straturilor depuse prin pulverizare depind de o serie de parametri dintre care cei mai importanţi sînt: tensiunea folosită în timpul depunerii, potenţialul şi temperatura substraturilor, gradul de impurificare etc. Tensiunea de pulverizare determină viteza de depunere şi structura stratului depus. Astfel dimensiunile cristalelor de tantal obţinut prin pulverizare depind puternic de tensiunea de pulverizare, în special pentru tensiuni de ordinul 3 000 V. Potenţialul substraturilor influenţează de asemenea formarea stratului deoarece controlează fluxul de ioni sau de electroni care bombardează substratul în timpul depunerii. Astfel, dacă substraturile sînt izolate, ele vor avea potenţialul plasmei în care sînt introduse. În acest caz ele nu exercită forţe de atracţie nici pentru electroni nici pentru ioni şi deci bombardarea lor cu particule încărcate este minimă. Aici metalul depus are o structură diferită de a materialului în stare masivă. De exemplu, în cazul pulverizării tantalului pe substraturi izolate electric se obţine tantal tetragonal, numit β tantal, care are proprietăţi electrice diferite de ale materialului în stare masivă. Dacă substraturile sînt plasate la potenţialul anodului, ele vor fi bombardate de electroni în aceeaşi măsură ca anodul. Dacă substraturile sînt polarizate, astfel încît să atragă un număr semnificativ de electroni sau ioni, cristalitele stratului depus vor avea aceeaşi structură ca a materialului masiv; în cazul tantalului se obţine o structură cubic centrată, identică cu a tantalului masiv.

După cum s-a menţionat, pulverizarea are loc la o presiune cuprinsă între 10 şi 100 militorri, presiune la care se produce o descărcare electrică luminoasă. Dacă presiunea scade, spaţiul întunecat se măreşte pînă ce atinge anodul; în acest moment, descărcarea se stinge şi pulverizarea încetează. Dacă pulverizarea s-ar face la presiuni mai mici, s-ar putea obţine avantaje importante ca: îmbunătăţirea purităţii stratului depus prin reducerea numărului moleculelor de gaz inert care intră în compoziţia stratului şi mărirea aderenţei prin mărirea energiei cu care atomii pulverizaţi ajung pe substrat. Există diferite metode care permit realizarea pulverizării la presiune redusă. Într-adevăr descărcarea se stinge la presiuni mici din cauză că electronii secundari emişi de catod nu mai pot realiza o ionizare corespunzătoare a gazului rarefiat. Pentru a întreţine descărcarea trebuie injectaţi electronii de la o altă sursă. Cea mai simplă metodă de injectare a electronilor într-un sistem care lucrează la presiune joasă constă în folosirea unui filament încălzit electric. O instalaţie de pulverizare care lucrează folosind această metodă este arătată în figura 4. Filamentul este astfel plasat

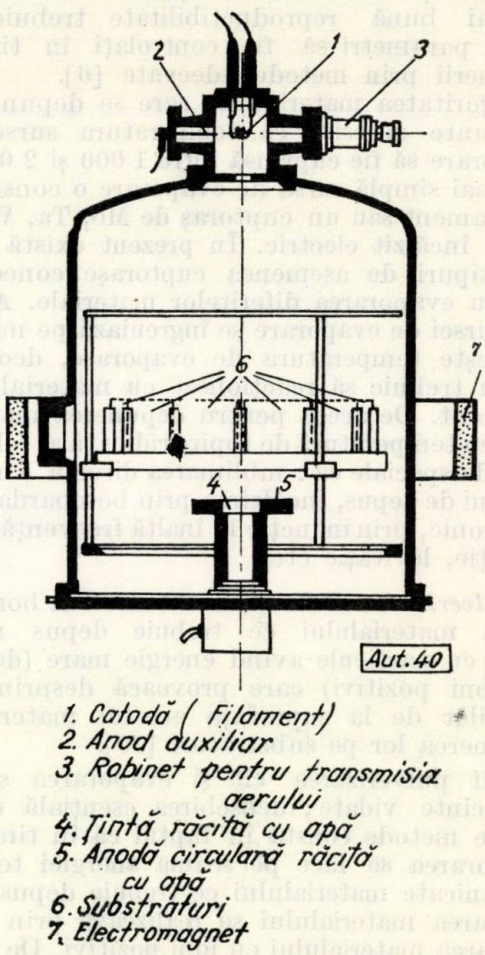


Fig. 4. Instalaţie comercială de pulverizare la presiune joasă.

încît să nu fie depus cu materialul care se pulverizează. Electronii necesari întreţinerii descărcării sînt emişi de filament şi apoi accelerаţi prin aplicarea unei tensiuni de 100—200 V pe anod. Pentru producerea pulverizării trebuie să se aplice pe ţintă o tensiune negativă de 200—1 000 V, în raport cu anodul. Altă metodă de întreţinere a descărcării în sisteme care lucrează la presiune joasă constă în excitarea atomilor gazului cu ajutorul unui cîmp electromagnetic de înaltă frecvenţă. Metodele de pulverizare descrise nu pot fi folosite pentru pulverizarea dielectricilor. Într-adevăr sarcinile ionilor care bombardează o ţintă dielectrică nu pot fi neutralizate şi, ca urmare, majoritatea cîmpului electric se concentrează în jurul dielec-

tricului. În aceste condiţii cîmpul electric în gaz devine prea mic pentru a permite accelerarea ionilor şi deci pulverizarea materialului. Pentru dielectrici se foloseşte pulverizarea prin radiofrecvenţă; în acest fel dielectricii sînt supuşi bombardării alternative cu electroni şi ioni.

Anodizarea. Anodizarea constă în obţinerea unui oxid sau hidroxid metalic prin oxidarea electrochimică a unei depuneri metalice. Acest procedeu se poate aplica unui număr redus de metale, indicate în tabela 1 [1].

Tabela 1

Metal	Oxidul obţinut prin anodizare	Constanta dielectrică a oxidului
Aluminiu	Al_2O_3	10
Antimoniu	Sb_2O_3 sau Sb_2O_4	20
Bismut	Bi_2O_3	18
Hafniu	HfO_2	45
Niobiu	Nb_2O_5	41
Tantal	Ta_2O_5	22
Titaniu	TiO_2	40
Tungsten	WO_3	42
Zirconiu	ZrO_2	12

Anodizarea se realizează prin introducerea într-o baie electrolitică a metalului ce trebuie oxidat la anod şi a unui catod inert. În timpul anodizării se poate ca, simultan cu oxidarea metalului, să aibă loc o dizolvare nedorită a acestuia în electrolit; în acest caz soluţia din jurul metalului devine saturată cu ioni care se pot precipita pe anod producînd straturi neuniforme, discontinue, cu rezistivitate mică şi structură cristalină. Cadmiul, zincul, magneziul prezintă aceste fenomene de precipitare a ionilor metalici din electrolit pe anod. Dacă dimpotrivă cationii metalici formaţi la anod reacţionează cu ionii de oxigen şi hidroxil şi nu se dizolvă în electrolit, la anod se formează straturi de oxid continue, amorfe, cu rezistenţă electrică mare. Rezistenţa creşte o dată cu grosimea stratului de oxid, putînd ajunge la mii de megohmi pe cm^2. Stratul de oxid format prin anodizare poate fi folosit fie pentru protejarea metalului pe care îl acoperă împotriva oxidării atmosferice sau coroziunii chimice, fie ca izolator sau dielectric la condensatoarele peliculare. Variabilele care trebuie controlate în timpul anodizării sînt: densitatea de curent, tensiunea folosită pentru anodizare, electrolitul şi electrozii folosiţi. De obicei anodizarea se face iniţial la curent constant şi ulterior se completează cu anodizarea la tensiune constantă care permite obţinerea unui oxid de calitate mai bună şi totodată un control mai precis al grosimii dielectricului. De exemplu, pentru tantal, viteza de creştere a grosimii oxidului este de 16 Å/V, iar viteza de reducere a grosimii tantalului este de 6,3 Å/V. În figura 5 se arată variaţia tensiunii şi curentului de anodizare în timp pentru un ciclu complet de anodizare, început la curent constant şi continuat la tensiune constantă.

Electrolitul influenţează de asemenea formarea oxizilor anodici. Electroliţii uzuali, folosiţi pentru producerea dielectricilor pentru condensatoare, sînt soluţii apoase conţinînd anioni de acetaţi, citraţi, boraţi, fosfaţi, oxalaţi şi sulfaţi. De exemplu o soluţie foarte obişnuită

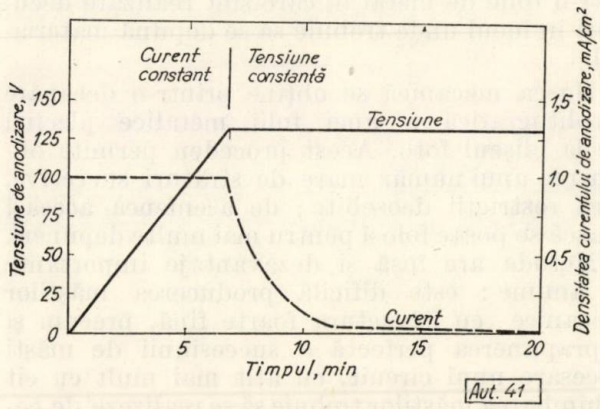


Fig. 5. Ciclu complet de anodizare.

de anodizarea tantalului este o soluţie de acid citric de 0,01% (pH = 3,5, rezistivitate = = 8 000 Ωcm).

Starea suprafeţei metalului ce trebuie anodizat este de asemenea importantă; suprafaţa metalului nu trebuie să fie rugoasă sau contaminată. Rugozitatea straturilor depinde în mare măsură de substrat; se admite o rugozitate de 3 000 Å.

Alte metode chimice de depunere, ca depunerea din fază lichidă sau gazoasă, nu şi-au găsit aplicaţii în tehnologia straturilor subţiri.

2. Producerea formelor componentelor cu straturi subţiri

Tehnologiile de realizare a straturilor subţiri permit obţinerea unor straturi continue pe substrat. Pentru a da acestor straturi o formă geometrică din care să rezulte rezistenţe, capacităţi şi trasee conductoare se apelează la procedee speciale. Producerea formelor geometrice se poate face fie prin mascarea în timpul depunerii, ceea ce permite ca materialul să se depună numai pe anumite zone, bine delimitate, ale substratului, fie prin depunerea uniformă a straturilor şi îndepărtarea ulterioară selectivă pentru obţinerea formelor dorite.

Pentru obţinerea unui circuit complet realizat prin TSS se folosesc de obicei ambele procedee, atît al depunerii selective cît şi al decapării selective [6], [7].

Depunerea selectivă a componentelor cu straturi subţiri

Depunerea selectivă se face prin intermediul măştilor care se interpun între substrat şi sursa de evaporare chiar în timpul procesului

de depunere. Pentru realizarea oricărei măşti se pleacă de la desenarea geometriei stratului cu mare exactitate, manual sau cu coordinatograful. Acest desen se micşorează prin fotografiere şi se multiplică deoarece, de obicei, pe un substrat se realizează mai multe circuite. De la acest desen foto se trece la realizarea măştii propriu-zise.

Măşti mecanice. Masca mecanică constă într-o folie de metal în care sînt realizate decupări în locul unde trebuie să se depună materialul.

Masca mecanică se obţine printr-o decapare fotolitografică a unei folii metalice plecînd de la clişeul foto. Acest procedeu permite obţinerea unui număr mare de straturi succesive, fără restricţii deosebite; de asemenea aceeaşi mască se poate folosi pentru mai multe depuneri.

Metoda are însă şi dezavantaje importante şi anume: este dificilă producerea măştilor mecanice cu structura foarte fină, precum şi suprapunerea perfectă a succesiunii de măşti necesare unui circuit, cu atît mai mult cu cît schimbarea măştilor trebuie să se realizeze de cele mai multe ori în vid. De asemenea variaţiile termice ale dimensiunilor măştilor în timpul procesului de depunere pot da efecte supărătoare.

În general straturile depuse prin măşti mecanice nu au forme bine delimitate ci au umbre, ceea ce poate fi avantajos sau dezavantajos. Într-adevăr, în cazul condensatoarelor, marginile abrupte ale depunerilor metalice corespunzătoare armăturilor pot produce defecte şi de aceea este preferabilă obţinerea unor contururi mai puţin nete.

Mascarea prin măşti metalice nu este utilizată decît la evaporare; în cazul pulverizării din cauza difuziei mult mai mari a materialului pulverizat, efectul de umbră este prea mare.

Măştile de contact. Prin măşti de contact se înţeleg măştile care stau lipite nemijlocit pe substrat şi au deschideri numai în acele locuri unde trebuie realizată depunerea. După folosire, măştile se îndepărtează prin dezlipire dizolvare sau spălare de pe substrat.

Măştile de contact ca şi măştile mecanice permit depunerea selectivă a straturilor pe substrat. Măştile de contact se obţin prin acoperirea substratului cu lacuri foto sensibile care se iluminează printr-un clişeu foto şi se developează, astfel încît substratul rămîne acoperit cu lac numai în acele locuri unde nu trebuie depus. Măştile de contact din lac foto dau rezoluţie şi exactitate foarte bună (sub 1 micron). Aceste măşti nu se folosesc însă pentru evaporare şi pulverizare deoarece nu permit încălzirea substratului peste o anumită limită şi de asemenea prezintă pericolul contaminării cu carbonaţi.

Măştile de contact din lac foto sînt foarte utilizate pentru realizarea depunerilor prin metode chimice. Alte măşti de contact, care au utilizări în unele depuneri chimice (de exemplu anodizarea), sînt măştile care folosesc site seriografice. Ca măşti de contact se pot folosi şi straturi metalice depuse pe substrat avînd configuraţia geometrică necesară realizată prin alte metode de mascare, de exemplu prin decapare selectivă.

Decaparea selectivă a straturilor subţiri

Procedeul constă în acoperirea stratului depus pe toată suprafaţa substratului cu lac foto sensibil, iluminarea acestui lac prin clişee foto, developarea sa în scopul obţinerii unor decapări în lac acolo unde stratul trebuie îndepărtat şi tratarea cu o substanţă decapantă care dizolvă stratul din locurile ce trebuie să rămînă libere. De obicei pentru obţinerea unui circuit se depun mai multe straturi suprapuse care se decapează cu diferite măşti. În acest caz decapantul unui strat nu are voie să atace celelalte straturi, trebuind să lucreze selectiv. De aceea, decaparea selectivă necesită o alegere foarte riguroasă a metodei de decapare pentru a elimina efectele galvanice locale şi atacarea straturilor următoare. Metoda cea mai indicată de decapare variază de la caz la caz.

Rezoluţia obţinută prin aplicarea acestui procedeu este foarte bună şi se recomandă pentru obţinerea straturilor foarte fine [8].

3. Materiale folosite pentru realizarea straturilor subţiri

Alegerea materialelor pentru realizarea straturilor subţiri începe cu alegerea substratului. Materialul ce se depune trebuie să fie suficient de aderent la substrat, dar în acelaşi timp să nu interacţioneze cu acesta. Dacă stratul reprezintă o componentă a unui circuit, substratul trebuie să permită disiparea puterii sau transmisia puterii la un alt disipator. De asemenea substratul trebuie să fie compatibil cu procesul de depunere, precum şi cu celelalte etape tehnologice, să poată fi manipulat şi să aibă un preţ de cost acceptabil. În cazuri speciale, de exemplu pentru circuitele de foarte înaltă frecvenţă, trebuie să se ţină seamă şi de constanta dielectrică a substratului. Pe baza criteriilor formulate, în tabela 2 se dă o listă a proprietăţilor impuse unui substrat ideal [1].

Un substrat care să îndeplinească toate cerinţele impuse în tabela 2 nu există şi de aceea alegerea substratului se face admiţînd o soluţie de compromis în funcţie de performanţele circuitului ce trebuie realizat. Materialele cele mai folosite pentru substraturi sînt: sticlele de diferite compoziţii, ceramicele de calitate foarte bună şi safirul. Încercările făcute pe folii de plastic nu au dat rezultate mulţumitoare. Substraturile de sticlă au avantajul de a prezenta o suprafaţă plană la sca-

Tabela 2

Proprietatea dorită	Motivul
Suprafaţă netedă la scară microscopică	Permite obţinerea unor straturi uniforme
Suparafaţă plană la scară microscopică	Permite obţinerea unei bune definiţii la mascare
Neporos	Previne gazarea excesivă
Rezistent mecanic	Previne spargerea
Coeficient de dilatare egal cu coeficientul de dilatare al straturilor depuse	Previne tensiunile mecanice în strat
Conductibilitate termică bună	Evită supraîncălzirea
Rezistenţă la şocuri termice	Evită deteriorarea în timpul procesului tehnologic
Stabilitate termică	Permite încălzirea în timpul procesului tehnologic
Stabilitate chimică	Permite folosirea fără restricţii a materialelor chimice
Rezistenţă electrică mare	Permite izolarea componentelor de circuit
Cost mic	Permite aplicaţii comerciale

ră microscopică, ceea ce este foarte important în special la realizarea condensatoarelor, dar au o conductibilitate termică necorespunzătoare. De asemenea la temperaturi relativ mari apare pericolul conductibilităţii electrice prin ioni alcalini, ceea ce are ca efect înrăutăţirea stabilităţii rezistenţelor peliculare realizate pe aceste substraturi.

Pentru realizarea circuitelor electronice cu straturi subţiri se folosesc substraturi din sticlă specială care nu conţine sodiu şi sulf şi care are în compoziţia sa plumb, în scopul reducerii mobilităţii ionilor alcalini (de exemplu Corning 7059).

Ceramica pe bază de Al_2O_3, foarte pură (99,5%), are o rugozitate de 250 nm şi o conductibilitate termică de 20 de ori mai mare ca sticla. Ea este foarte indicată pentru realizarea rezistenţelor. Starea suprafeţei însă nu permite obţinerea condensatoarelor. Pentru îmbunătăţirea planeităţii suprafeţei, ceramica se glazurează cu o sticlă nobilă, obţinîndu-se în acest fel un compromis între principalele caracteristici ale sticlei şi ceramicii. Substraturile din ceramică glazurată au caracteristici bune, dar în acelaşi timp şi preţ de cost ridicat. Materialul de substrat cel mai bun, dar şi cel mai scump, este safirul sintetic, cu suprafaţa foarte bine şlefuită.

Pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subţiri s-au dezvoltat două tehnologii. Una dintre ele, dezvoltată şi experimentată la laboratoarele Bell Telephone and Western Electric, foloseşte ca material de bază tantalul datorită celor două avantaje importante pe care le prezintă: stabilitate foarte bună şi posibilitatea de realizare atît a rezistenţelor cît şi a condensatoarelor pornind de la acelaşi material, prin tehnologii adecvate. În funcţie de condiţiile din timpul depunerii, tantalul poate avea fie o structură cubic centrată, ca a materialului în stare masivă, fie o structură tetragonală, care s-a putut obţine pînă în prezent numai la straturile subţiri. Tantalul cu structură tetragonală, numit tantal β, diferă de tantalul normal nu numai prin structură ci şi prin proprietăţile sale electrice: astfel tantalul β are rezistenţă specifică 200 faţă de 13 μΩcm şi coeficientul de temperatură de $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ /°C faţă de $+3\,800 \cdot 10^{-6}$ cît are tantalul normal. După cum s-a mai menţionat, tantalul are avantajul că permite anodizarea. Stratul de pentaoxid de tantal realizat prin anodizare poate fi folosit fie ca dielectric pentru obţinerea condensatoarelor, fie pentru protecţia rezistenţelor peliculare, ceea ce duce la mărirea stabilităţii lor. De asemenea anodizarea controlată a tantalului rezistiv permite ajustarea fină a rezistenţelor la valorile cerute. S-a remarcat că condensatoarele realizate prin anodizarea tantalului β sînt calitativ mai bune decît cele obţinute prin anodizarea tantalului normal datorită constantei dielectrice mai mari, precum şi datorită numărului mai mic de defecte ale dielectricului.

În prezent pentru fabricarea rezistenţelor nu se mai foloseşte tantalul β pur ci nitrura de tantal obţinută prin pulverizarea reactivă a tantalului într-un amestec de azot şi argon, ceea ce determină încorporarea azotului în stratul de tantal. Pentru o anumită concen-

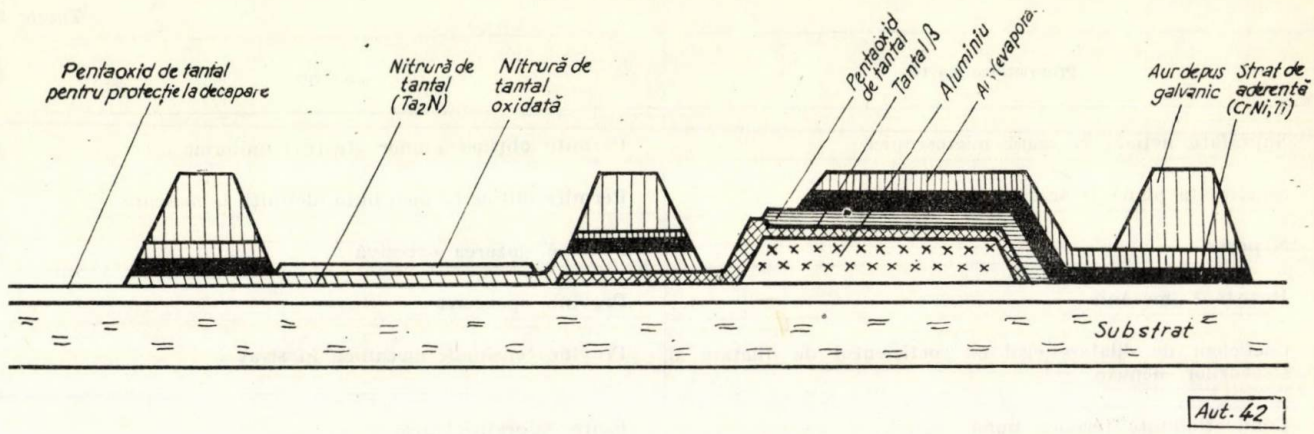


Fig. 6. Structura tipică cu straturi subţiri realizate pe bază de tantal.

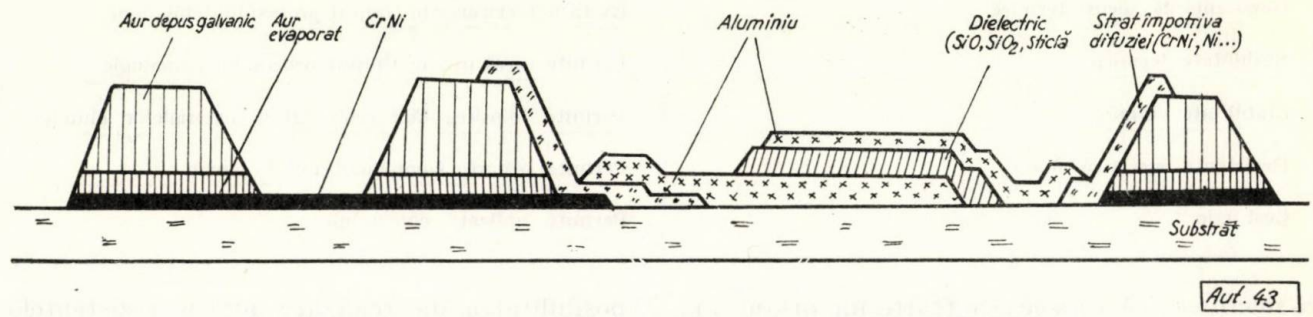


Fig. 7. Structură tipică cu straturi subţiri realizate pe bază de CrNi şi SiO.

traţie a azotului, corespunzătoare aproximativ compoziţiei stoechiometrice Ta_2N, se obţin rezistenţe peliculare de stabilitate optimă avînd o rezistenţă specifică de aproximativ 200 $\mu\Omega$ cm şi un coeficient de temperatură de $-75 \cdot 10^{-6}$/°C [4].

În figura 6 se arată o structură tipică de straturi subţiri realizate pe bază de tantal; se observă că sticla este protejată de un strat de pentaoxid de tantal deoarece ea este atacată de acidul azotic sau fluorhidric folosit ca decapant al tantalului în scopul obţinerii formelor geometrice ale componentelor [6].

Rezistenţele se realizează din nitrură de tantal. Electrodul de bază al condensatoarelor este tantalul, deoarece prin anodizarea sa se obţine dielectricul. Pentru micşorarea rezistenţei serie a condensatoarelor, tantalul se depune peste un strat iniţial de aluminiu. Electrodul superior al condensatoarelor se realizează dintr-un strat aderent de CrNi sau Ti peste care se depune un strat subţire de aur. Acolo unde este nevoie (trasee conductoare de mică rezistivitate, contacte etc.), aurul se îngroaşe prin depunere electrochimică.

Al doilea procedeu de obţinere a circuitelor cu straturi subţiri foloseşte, ca metodă de lucru, evaporarea şi, ca materiale, aliajele de Cr, mai ales CrNi, pentru rezistenţe şi oxizi de Si sau Al ca dielectrici pentru condensatoare.

O structură tipică de straturi subţiri realizată pe baza acestei tehnologii este arătată în figura 7. Rezistenţele sînt din CrNi; condensatoarele folosesc ca electrozi aluminiul şi ca dielectrici SiO şi SiO_2. Pentru obţinerea unor contacte aderente, aurul se depune peste un strat iniţial de CrNi [6].

Pe lîngă aceste două tehnologii de bază utilizate în obţinerea circuitelor cu straturi subţiri mai există o serie de alte variante. Astfel ca materiale pentru rezistenţe se mai pot folosi aliaje de Co şi Fe sau cermeţi, adică amestecuri de metale şi materiale dielectrice (de exemplu Cr şi SiO). Traseele conductoare se mai pot obţine din Cu, Al etc.

Pentru obţinerea unor circuite de calitate trebuie ca, pe lîngă controlul riguros al procesului tehnologic, să se găsească procedee compatibile astfel ca materialele suprapuse prin depuneri succesive să nu reacţioneze sau să difuzeze între ele. De exemplu depunerea aurului peste aluminiu este o sursă sigură de defecte denumite plagă purpurie, datorită difuziei aurului în aluminiu. Pentru evitarea acestui defect, la contactul dintre două straturi succesive de aur şi aluminiu se depune un strat de protecţie pentru împiedicarea difuziei.

Cerinţe contradictorii apar şi la depunerea contactelor. Pentru obţinerea unor contacte aderente, aurul se depune peste un strat cu aderenţă bună, de exemplu Cr. Pentru aderenţă bună, difuzia aurului în acest strat trebuie să fie cît mai pronunţată, ceea ce poate mări însă supărător de mult rezistenţa contactelor [9].

În cazul contactelor, soluţii optime se pot obţine prin folosirea Ni şi Pa. Alegerea decapantului în cazul folosirii decapării selective este de asemenea o problemă foarte importantă deoarece decapantul unui strat nu trebuie să atace sau să reacţioneze cu celelalte straturi sau cu substratul.

4. Concluzii

Din cele de mai sus rezultă că TSS se pretează perfect pentru realizarea circuitelor integrate hibride. Deşi la prima vedere s-ar părea că acest procedeu este destul de complicat şi scump [3], trebuie să se ţină seamă că circuitele astfel obţinute prezintă o serie de avantaje: sînt foarte miniaturizate permiţînd o mare economie de spaţiu, deosebit de utilă în electronica modernă care necesită sisteme din ce în ce mai complicate; de asemenea oferă o fiabilitate mult superioară circuitelor convenţionale datorită în parte faptului că numărul conexiunilor, adică al punctelor de lipire, s-a redus simţitor. În plus, ca şi în cazul tehnologiei monolitice, pe acelaşi substrat se pot realiza mai multe circuite identice, ceea ce permite reducerea preţului de cost sub nivelul celui necesar în cazul folosirii componentelor discrete, în special cînd se urmăreşte obţinerea unor toleranţe strînse care necesită folosirea unor componente de mare precizie şi stabilitate, întotdeauna foarte costisitoare sub formă discretă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Berry, E. W., Hall, P. M., Harris, M. T. *Thin film technology*, 1968.

[2] Hass, G. Thun, R. E. *Physics of thin films, vol.* **2**, 1969.

[3] Hall, P., Laegreid, N. *Minimum facilities for production of thin film circuitry.* În: Solid state technology, oct. 1970.

[4] Kaufmann, H. *Circuits intégrés en couches minces pour la technique des télécomunications.* În: Technische Mitteilungen PTT, 5, 1970.

[5] Delfs, H. *Hybridschaltungen: Anwendungen und wirtschaftliche Bedeutung.* În: Internationale Elektronische Rundschau, 5, 1971.

[6] Delfs, H. *Hybridschaltungen Dünnschichttechnik.* În: Internationale Elektronische Rundschau, 6, 1971.

[7] Boswell, D. *Thin film technologies — a summary of their place în microelectronics.* În: Electronic components, 30 april, 1971.

[8] Gregor, L. V. *Thin film processes for microelectronic application.* În: P.I.E.E.E., 59, 1971.

[9] Fisher, J. S., Hall, P. M. *Terminations materials for thin film resistors.* În: P.I.E.E.E., 59, 1971.

[10] Constantinescu, F. D., Fuia, H., Niculescu, T. S., Proţop, C., Ringhiopol, I. *Prepararea straturilor subţiri prin pulverizare catodică.* În: Studii şi cercetări de fizică, **23**, nr. 5, 1971.

Dr. ing. VASILE POP

Schemă logică iterativă pentru înmulţirea şi împărţirea binară

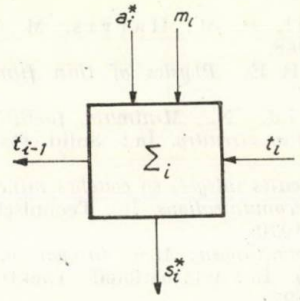
Înmulţirea şi împărţirea se efectuează de obicei în calculatoarele numerice prin adunări sau scăderi şi deplasări repetate. Din acest motiv, aceste operaţii necesită un timp mult mai lung decît adunarea şi scăderea. Pentru a mări viteza de lucru a calculatorului este important să se reducă timpul de efectuare a înmulţirii, deoarece înmulţirea fiind o operaţie frecventă (în medie la două adunări se face o înmulţire [1]), aceasta influenţează în mare măsură timpul de calcul. Reducerea timpului de înmulţire la valori apropiate de acelea ale timpului de adunare sau scădere se poate realiza însă numai prin mărirea considerabilă a volumului echipamentului, prin folosirea unor scheme logice combinaţionale cu număr foarte mare de elemente logice [2, 3, 4]. Din acest motiv este util ca atunci cînd se proiectează o astfel de schemă pentru înmulţire, aceasta să poată fi utilizată şi pentru reducerea timpului de împărţire. Acest lucru este posibil pentru că împărţirea şi înmulţirea necesită operaţii elementare de acelaşi tip, adunări şi deplasări, respectiv adunări, scăderi şi deplasări, deci schemele de înmulţire şi mp ărţire sînt compatibile.

În lucrare se prezintă o schemă logică iterativă concepută pentru accelerarea operaţiilor de înmulţire şi împărţire. Aceeaşi schemă poate fi folosită însă şi pentru efectuarea adunării şi a scăderii. În schema propusă, resturile şi produsele parţiale se reprezintă într-un cod binar redondant cu cifrele —1, 0 şi 1, denumit cod redondant simetric [5]. Folosirea acestui cod conduce la o simplificare a schemei de stabilire a cifrelor cîtului faţă de schemele de înmulţire şi împărţire rapidă cunoscute din literatură [4]. Schema permite înmulţirea şi împărţirea numerelor binare cu semn. Atît operanzii cît şi rezultatul obţinut sînt reprezentaţi în codul complementar.

1. Înmulţirea

La proiectarea schemei logice de înmulţire s-a avut în primul rînd în vedere faptul ca aceasta să poată fi folosită fără modificări esenţiale şi pentru împărţire. Din acest motiv s-a prevăzut ca înmulţirea să se înceapă cu cifra cea mai semnificativă a înmulţitorului, pentru ca produsele parţiale să se deplaseze

în acelaşi sens cu resturile parţiale la împărţire, adică spre stînga. Operanzii se consideră reprezentaţi în calculator în codul complementar, cu n cifre după virgulă. Produsul cu 2n cifre după virgulă se obţine înmulţind codul complementar al deînmulţitului cu codul



a)

t_i	a_i^*	m_i	s_i^*	t_{i-1}
0	0	0	0	0
0	1	0	$\bar{1}$	1
0	$\bar{1}$	0	$\bar{1}$	0
0	0	1	$\bar{1}$	1
0	1	1	0	1
0	$\bar{1}$	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
1	$\bar{1}$	0	0	0
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1
1	$\bar{1}$	1	1	0

b)

Aut.289

Fig. 1. Sumator pentru codul binar redondant simetric: *a* – reprezentarea simbolică; *b* – tabela de adevăr.

complementar al înmulţitorului fără cifra semn şi adunînd complementul deînmulţitului atunci cînd înmulţitorul este negativ, conform primei metode a lui Robertson [6]. Pentru reducerea timpului de adunare a produselor parţiale, însumarea acestora se face în sumatoare fără propagarea transferului. Schema simbolică a unei celule de însumare pentru un rang, împreună cu tabela de adevăr, este reprezentată în figura 1. La intrările sumatorului se aplică cifra redondantă de pe poziţia de pondere 2^{-i} a produsului parţial anterior, notată a_i^*, unde $a_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}$, cifra de acelaşi rang din reprezentarea în cod complementar a deînmulţitului, notată m_i, unde $m_i \in \{0,1\}$ şi transferul de pe poziţia din dreapta t_i. La ieşirea sumatorului se obţine cifra redondantă a noului produs parţial, notată s_i^*, unde $s_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}$. (Prin $\bar{1}$ s-a notat cifra binară redondantă -1.)

Din tabela de adevăr a sumatorului din figura 1 se vede că transferul generat pe poziţia i, t_{i-1}, nu depinde de t_i, deci sumatorul este fără propagarea transferului.

Tabela 1

a_i^* s_i^*	α_i (σ_i)	a_i (s_i)
$\bar{1}$	1	0
0	0	0
1	0	1

Se consideră că cifrele codului redondant simetric, a_i^* şi s_i^*, sînt reprezentate în calculator prin două cifre binare α_i^* şi a_i^*, respectiv σ_i şi s_i, conform corespondenţei din tabela 1.

Ţinînd seamă de această corespondenţă şi de tabela de adevăr din figura 1, *b*, rezultă, pentru cifrele binare σ_i şi s_i ale sumei, expresiile logice:

$$\sigma_i = \{(\alpha_i \vee a_i) \oplus m_i\} \cdot \bar{t}_i, \quad (1)$$

$$s_i = \{\overline{(\alpha_i \vee a_i) \oplus m_i}\} \cdot t_i, \quad (2)$$

iar pentru transferul spre poziţia din stînga t_{i-1}, expresia logică:

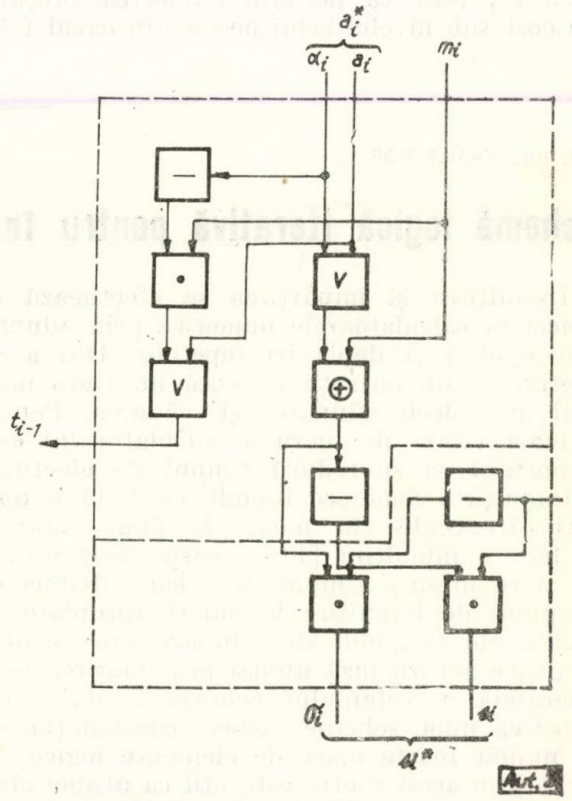
$$t_{i-1} = \bar{\alpha}_i \cdot m_i \vee a_i. \quad (3)$$

Schema logică funcţională, dar nu minimală, a sumatorului descris de expresiile logice (1), (2) şi (3) este reprezentată în figura 2.

Schema logică de înmulţire este o reţea iterativă alcătuită din astfel de sumatoare, care permite adunarea simultană a tuturor produselor parţiale deplasate corespunzător. În figura 3 este reprezentată o astfel de schemă pentru cazul cînd operanzii au trei cifre după virgulă.

Produsele parţiale se calculează cu formula iterativă:

$$p_j = p_{j-1} + i_j \cdot DM \cdot 2^{-j}. \quad (4)$$



Aut.

Fig. 2. Schema logică funcţională a sumatorului pentru codul binar redondant simetric.

unde:

p_j este produsul parţial curent;
p_{j-1} — produsul parţial anterior;
i_j — cifra curentă a înmulţitorului;
DM — deînmulţitul.

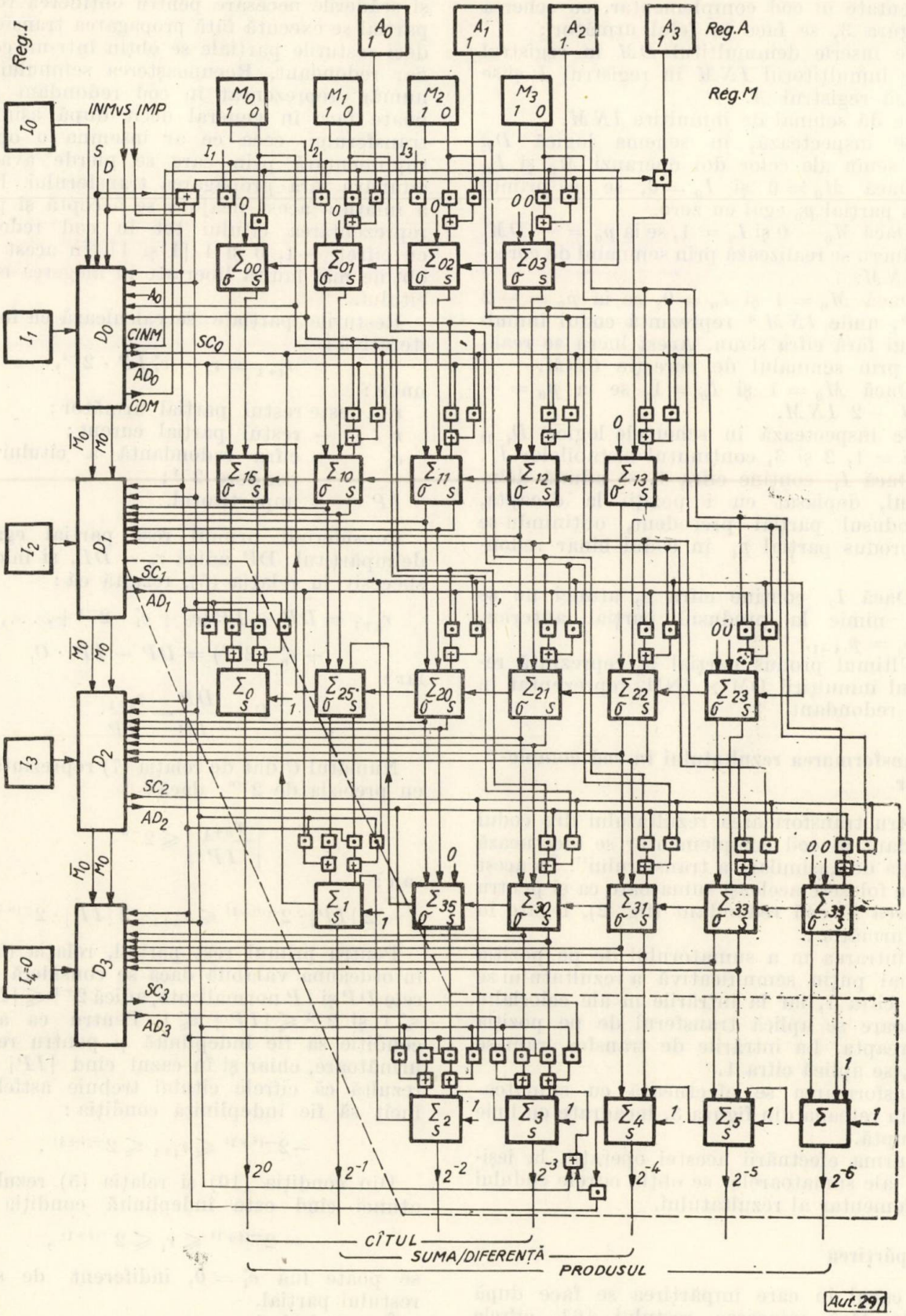


Fig. 3. Schema logică iterativă pentru înmulțire, împărțire, adunare și scădere.

Înmulţirea a două numere DM şi INM, reprezentate în cod complementar, cu schema din figura 3, se face în felul următor:

1. Se înscrie deînmulţitul DM în registrul M, iar înmulţitorul INM în registrul I şi se anulează registrul A.

2. Se dă semnal de înmulţire INM.

3. Se inspectează, în schema logică D_0, cifrele semn ale celor doi operanzi M_0 şi I_0.

a) Dacă $M_0 = 0$ şi $I_0 = 0$, se ia primul produs parţial p_0 egal cu zero.

b) Dacă $M_0 = 0$ şi $I_0 = 1$, se ia $p_0 = -DM$. Acest lucru se realizează prin semnalul de corecţie $CINM$.

c) Dacă $M_0 = 1$ şi $I_0 = 0$, se ia $p_0 = -2\ INM\ *$, unde $INM\ *$ reprezintă codul înmulţitorului fără cifra semn. Acest lucru se realizează prin semnalul de corecţie CDM.

d) Dacă $M_0 = 1$ şi $I_0 = 1$, se ia $p_0 = -DM - 2\ INM$.

4. Se inspectează în schemele logice D_{i-1}, unde $i = 1, 2$ şi 3, conţinutul bistabilelor I_i.

a) Dacă I_i conţine cifra 1, se adună deînmulţitul, deplasat cu i poziţii la dreapta, la produsul parţial precedent, obţinîndu-se noul produs parţial p_i în codul binar redondant.

b) Dacă I_i conţine cifra 0, atunci nu se adună nimic la produsul parţial anterior, deci $p_i = p_{i-1}$.

5. Ultimul produs parţial p_3 reprezintă rezultatul înmulţirii DM × INM, reprezentat în codul redondant.

2. Transformarea rezultatului în cod complementar

Pentru transformarea rezultatului din codul redondant în cod complementar se efectuează operaţia de „asimilare a transferului". În acest scop se folosesc aceleaşi sumatoare ca şi pentru adunarea în cod redondant (fig. 2), legate în felul următor:

La intrarea m a sumatorului de pe poziţia cea mai puţin semnificativă a rezultatului se aplică cifra 1, iar la intrările m ale celorlalte sumatoare se aplică transferul de pe poziţia din dreapta. La intrările de transfer, rămase libere, se aplică cifra 1.

Transformarea se efectuează cu sumatoarele din reţeaua din figura 3, încadrate cu linie întreruptă.

În urma efectuării acestei operaţii, la ieşirile s_i ale sumatoarelor se obţin cifrele codului complementar al rezultatului.

3. Împărţirea

În cazul în care împărţirea se face după metoda fără refacerea restului [6], cifrele cîtului se pot stabili pe baza semnului restului parţial şi al împărţitorului. Pentru reducerea timpului de efectuare a împărţirii, adunările şi scăderile necesare pentru obţinerea restului parţial se execută fără propagarea transferului, deci resturile parţiale se obţin într-un cod binar redondant. Recunoaşterea semnului unui număr reprezentat în cod redondant nu se poate face în general decît după asimilarea transferului, ceea ce ar însemna o operaţie suplimentară prin care se pierde avantajul adunării fără propagarea transferului. Pentru a înlătura acest neajuns se acceptă şi pentru reprezentarea cîtului tot în cod redondant cu cifrele −1, 0 şi 1 [1 şi 4]. În acest fel se obţine mai multă libertate în alegerea cifrelor cîtului.

Resturile parţiale se calculează cu formula iterativă:

$$r_{i+1} = r_i - c_i^* IP \cdot 2^{-i}, \tag{5}$$

unde:

r_{i+1} este restul parţial următor;
r_i — restul parţial curent;
c_i^* — cifra redondantă a cîtului de pondere 2^{-i};
IP — împărţitorul.

Considerînd primul rest parţial egal cu deîmpărţitul DP adică $r_0 = DP$, şi înlocuind succesiv în relaţia (5), rezultă că:

$$r_{n+1} = DP - IP\,(c_0^* + c_1^* \cdot 2^{-1} + \ldots, + c_n^* \cdot 2^{-n}) = DP - IP \cdot C, \tag{6}$$

iar:

$$C = \frac{DP}{IP} - \frac{r_{n+1}}{IP}. \tag{7}$$

Numărul C dat de relaţia (7) reprezintă cîtul cu precizia de 2^{-n} dacă:

$$\left| \frac{r_{n+1}}{IP} \right| \leqslant 2^{-n}, \tag{8}$$

sau:

$$-2\,|IP| \cdot 2^{-(n+1)} \leqslant r_{n+1} \leqslant 2\,|IP| \cdot 2^{-(n+1)}. \tag{9}$$

Pentru primul rest parţial, relaţia (9) este întotdeauna valabilă dacă se consideră numerele DP şi IP normalizate, adică $2^{-1} \leqslant |DP| \leqslant 1$ şi $2^{-1} \leqslant |IP| \leqslant 1$. Pentru ca această condiţie să fie îndeplinită şi pentru resturile următoare, chiar şi în cazul cînd $|IP| = 2^{-1}$, rezultă că cifrele cîtului trebuie astfel alese încît să fie îndeplinită condiţia:

$$-2^{-(i+1)} \leqslant r_{i+1} \leqslant 2^{-(i+1)}, \tag{10}$$

Din condiţia (10) şi relaţia (5) rezultă că, atunci cînd este îndeplinită condiţia (11):

$$-2^{-(i+1)} \leqslant r_i \leqslant 2^{-(i+1)}, \tag{11}$$

se poate lua $c_i^* = 0$, indiferent de semnul restului parţial.

În cazul cînd:

$$-2^{-i} \leqslant r_i \leqslant -2^{-(i+1)} \tag{12}$$

și $IP > 0$, se impune însă $c_i^* = -1$, iar cînd $IP < 0$, $c_i^* = 1$.

În cazul cînd :

$$2^{-i} \geqslant r_i > 2^{-(i+1)}, \qquad (13)$$

se impune $c_i^* = 1$, pentru $IP > 0$, și $c_i^* = -1$, pentru $IP < 0$.

În cazul cînd :

$$-2^{-(i+1)} \leqslant r_i < 0, \qquad (14)$$

se poate lua, cînd $IP > 0$, $c_i^* = -1$, deoarece restul este negativ, sau $c_i^* = 0$, deoarece este respectată condiția (11), respectiv $c_i^* = 1$ sau $c_i^* = 0$, cînd $IP < 0$.

Similar, cînd :

$$0 < r_i \leqslant 2^{-(i+1)}, \qquad (15)$$

se poate lua, cînd $IP > 0$, $c_i^* = 1$ sau $c_i^* = 0$, respectiv $c_i^* = -1$ sau $c_i^* = 0$, cînd $IP < 0$.

Modul de alegere al cifrei c_i în funcție de valoarea restului parțial pentru cazul cînd $IP > 0$ este reprezentat în figura 4.

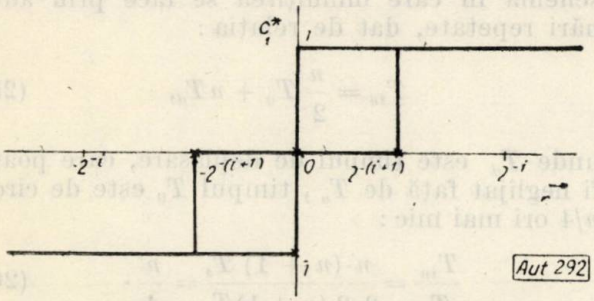


Fig. 4. Stabilirea cifrei redondante a cîtului în funcție de valoarea restului parțial.

Din cele prezentate mai sus rezultă că, pentru a putea stabili cifra redondantă a cîtului, trebuie inspectate cifrele de pondere $2^{-(i-1)}$, 2^{-i} și $2^{-(i+1)}$, din reprezentarea în cod redondant simetric a restului.

Cunoscînd aceste cifre și cifra semn a împărțitorului, se obține cifra redondantă a cîtului, după cum se vede în tabela 2.

Din relația (5) se vede că resturile parțiale se calculează în același mod ca și produsele parțiale, singura deosebire constînd în faptul că, pe lîngă operația de adunare, apare și operația de scădere. Aceasta înseamnă că, pentru calculul resturilor parțiale, poate fi folosită aceeași rețea iterativă de sumatoare ca și la înmulțire dacă se iau măsuri ca atunci cînd trebuie scăzut împărțitorul să se adune complementul acestuia.

Împărțirea a două numere reprezentate în codul complementar se face în felul următor :

1. Se înscrie deîmpărțitul DP în registrul A, iar împărțitorul IP în registrul M și se anulează registrul I.

Tabela 2

Cazul	Cifrele restului $2^{-(i-1)}$	2^{-i}	$2^{-(i+1)}$	Cifra semn a IP	Cifra cîtului	Observații
1	$\bar{1}$	—	—	0	$\bar{1}$	$r_i < 0$
2	$\bar{1}$	—	—	1	1	$r_i < 0$
3	0	$\bar{1}$	—	0	$\bar{1}$	$r_i < 0$
4	0	$\bar{1}$	—	1	1	$r_i < 0$
5	0	0	0	—	0	$-2^{-(i+1)} < r_i < 2^{-(i+1)}$
6	0	0	1	0	$\bar{1}$	$r_i > 0$
7	0	0	1	1	$\bar{1}$	$r_i > 0$
8	0	0	$\bar{1}$	0	$\bar{1}$	$r_i < 0$
9	0	0	$\bar{1}$	1	1	$r_i < 0$
10	0	1	—	0	1	$r_i > 0$
11	0	1	—	1	$\bar{1}$	$r_i > 0$
12	1	—	—	0	1	$r_i > 0$
13	1	—	—	1	$\bar{1}$	$r_i > 0$

2. Se dă semnal de împărțire IMP.

3. Se ia primul rest parțial $r_0 = DP$.

4. Se stabilește, cu ajutorul schemelor logice D_i, pentru $i = 0, 1, 2$ și 3, cifra c_i^* a cîtului pe baza celor arătate în tabela 2.

a) Dacă $c_i^* = -1$, se calculează restul parțial p_{i+1} adunînd la p_i împărțitorul deplasat cu i poziții la dreapta; se dă semnal AD_i.

b) Dacă $c_i^* = 1$, se calculează restul parțial p_{i+1} adunînd la p_i complementul împărțitorului deplasat cu i poziții la dreapta; se dă semnal SC_i.

c) Dacă $c_i^* = 0$, $p_{i+1} = p_i$, nu se face nici adunare nici scădere.

La ieșirile AD_i și SC_i se obține deci cifra redondantă c_i^*, codificată prin două cifre binare, conform celor arătate în tabela 1, adică atunci cînd la ieșirea AD_i apare semnal 1, iar la SC_i semnal 0, $c_i^* = -1$ ș.a.m.d. Prin urmare cifrele cîtului se obțin în același cod redondant simetric ca și cifrele resturilor parțiale și ale produselor parțiale, deci pot fi transformate în codul complementar folosind aceleași circuite. În acest caz, însă, cifra cea mai puțin semnificativă a cîtului nu este 2^{-6}, ca la produs, ci 2^{-3}.

4. Adunarea și scăderea

Schema din figura 3 poate fi folosită și pentru efectuarea adunării și scăderii.

Pentru efectuarea adunării se procedează în felul următor :

1. Se înscrie primul operand A în registrul A, iar cel de al doilea operand M în registrul M și se anulează registrul I.

2. Se dă comanda de adunare S. În urma acestei comenzi se obţine semnal la ieşirea AD_0 a schemei logice D_0 şi are loc adunarea lui A cu M în sumatoarele din primul rînd al reţelei iterative. La ieşirea acestor sumatoare se obţine suma în cod redondant.

Această sumă se propagă prin restul reţelei şi se transformă în cod complementar la fel ca produsul şi cîtul. Suma se obţine însă deplasată cu o poziţie la dreapta, adică cifra semn apare pe poziţia de rang 2^{-1}. Apariţia depăşirii capacităţii registrului, DCR, se poate sesiza inspectînd cifrele sumei de pe poziţiile de rang 2° şi 2^{-1}. Dacă aceste două cifre din suma transformată în cod complementar sînt diferite, rezultă că a apărut DCR.

Scăderea se efectuează asemănător. În acest caz se dă comandă de scădere D şi apare semnal la ieşirea SC_0 a schemei logice D_0, ceea ce are ca efect adunarea complementului lui M la A.

5. Sinteza schemei logice de comandă

Funcţionarea reţelei iterative de celule de însumare este comandată prin semnalele exterioare şi semnalele date de schemele logice D_0, D_1, D_2 şi D_3. Din cele prezentate la punctele 1, 3 şi 4 rezultă că ieşirile AD_0 şi SC_0 ale schemei logice D_0 sînt descrise de expresiile logice :

$$AD_0 = IMP \cdot (A_0 \cdot \bar{M}_0 \vee \bar{A}_0 \cdot M_0) \vee INM \cdot I_1 \vee S \quad (16)$$

şi :

$$SC_0 = IMP \cdot (A_0 \cdot M_0 \vee \overline{A M}_0) \vee D, \quad (17)$$

iar ieşirile AD_i şi SC_i ale schemelor logice D_i, pentru $i = 1, 2$, şi 3, sînt descrise de ecuaţiile logice (18) şi (21) :

$$AD_i = IMP \cdot M_0 \cdot E_1 \vee IMP \cdot \bar{M}_0 \cdot E_2 \vee INM \cdot I_{i+1}, \quad (18)$$

unde :

$$E_1 = S_{i0} \vee \bar{S}_{i0}\, \bar{\sigma}_{i0} \cdot S_{i1} \vee \bar{S}_{i0} \cdot \bar{\sigma}_{i0} \cdot \bar{S}_{i1} \cdot \bar{\sigma}_{i1} \cdot S_{i2} \quad (19)$$

şi :

$$E_2 = \sigma_{i0} \vee \bar{S}_{i0} \cdot \bar{\sigma}_{i0} \cdot \sigma_{i1} \vee \bar{S}_{i0} \cdot \bar{\sigma}_{i0} \cdot S_{i1} \cdot \bar{\sigma}_{i1} \cdot \sigma_{i2} \quad (20)$$

În expresiile (19) şi (20) s-a notat cu σ_{ij} şi S_{ij} ieşirea σ, respectiv S, a sumatorului Σ_{ij}.

$$SC_i = IMP \cdot \bar{M}_0 \cdot E_1 \vee IMP \cdot M_0 \cdot E_2. \quad (21)$$

6. Determinarea timpului de calcul

Timpul de efectuare a înmulţirii, împărţirii, adunării şi scăderii pentru schema din figura 2 este determinat de timpul necesar pentru obţinerea cifrei redondante a rezultatului pe coloana cu cele mai multe sumatoare, la care se adaugă timpul necesar asimilării transferului, egal cu timpul de însumare a unui număr cu patru poziţii după virgulă.

Dacă se notează timpul de obţinere a sumei într-o celulă de însumare pentru un rang cu T_s, iar timpul necesar pentru obţinerea transferului într-o celulă pentru un rang cu T_T, atunci timpul necesar pentru efectuarea uneia dintre operaţiile amintite mai sus, notat T_0, este :

$$T_0 = 4T_S + T_s + 3T_T. \quad (22)$$

În cazul general, cînd se lucrează cu n cifre după virgulă, considerînd $T_S = T_T$, se obţine :

$$T_0 = (n+1)\, T_S + T_S + nT_T = 2\,(n+1)\, T_S. \quad (23)$$

În comparaţie cu timpul de adunare T_a a două numere cu n cifre după virgulă într-un sumator cu propagarea transferului, construit cu elemente de acelaşi tip, dat de relaţia :

$$T_a = nT_T + T_s, \quad (24)$$

timpul T_0 este de două ori mai lung, în ipoteza că $T_T = T_s$.

Faţă de timpul mediu de înmulţire T_{in} a două numere cu n cifre după virgulă, într-o schemă în care înmulţirea se face prin adunări repetate, dat de relaţia :

$$T_{in} = \frac{n}{2} T_a + nT_d, \quad (25)$$

unde T_d este timpul de deplasare, care poate fi neglijat faţă de T_a, timpul T_0 este de circa $n/4$ ori mai mic :

$$\frac{T_{in}}{T_0} = \frac{n \cdot (n+1)\, T_s}{2 \cdot 2\,(n+1) T_s} = \frac{n}{4}. \quad (26)$$

Timpul de împărţire într-o schemă secvenţială iterativă funcţionînd după metoda de împărţire fără refacerea restului este dat de relaţia (27), în care s-a neglijat timpul pentru deplasare şi s-a considerat timpul de adunare acelaşi cu timpul de scădere :

$$T_{ip} = nT_a = (n+1)\, nT_s. \quad (27)$$

Faţă de schemele de împărţire obişnuite, schema este de circa $n/2$ ori mai rapidă.

Ţinînd seamă de frecvenţa operaţiilor de adunare, înmulţire şi împărţire indicată în [1], adică luînd probabilitatea de efectuare a adunării $p_a = 0{,}6$, probabilitatea de efectuare a înmulţirii $p_{in} = 0{,}3$ şi probabilitatea de efectuare a împărţirii $p_{ip} = 0{,}1$, rezultă că timpul mediu de calcul T_M pentru o schemă obişnuită, secvenţială iterativă, este :

$$T_M = p_a \cdot T_a + p_{in} T_{in} + p_{ip} T_{ip} =$$

$$= 0{,}6\,(n+1) T_s + 0{,}3 \cdot \frac{n}{2} (n+1)\, T_s +$$

$$+ n(n+1) T_s \cdot 0{,}1 = (n+1) T_s (0{,}6 + 0{,}3 \cdot n/2 +$$

$$+ 0{,}1 \cdot n) \quad (28)$$

iar :

$$\frac{T_M}{T_0} = \frac{0{,}6 + 0{,}3\ n/2 + 0{,}1 \cdot n}{2} = 0{,}3 + \frac{n}{8}, \quad (29)$$

pentru $T_T = T_s$.

7. Concluzii

Din cele prezentate pînă acum rezultă că schema propusă este avantajoasă pentru efectuarea înmulţirii şi împărţirii numerelor binare. Reducerea timpului de efectuare a acestor operaţii faţă de schemele secvenţiale iterative obişnuite este cu atît mai importantă cu cît este mai mare numărul cifrelor după virgulă din reprezentarea operanzilor. De exemplu, pentru n = 32, înmulţirea se efectuează de circa opt ori mai repede, iar împărţirea de 16 ori mai repede.

Mărirea vitezei de calcul a schemei se face atît prin mărirea volumului echipamentului, de exemplu numărul sumatoarelor creşte de n ori, cît şi prin folosirea unor metode de operare mai avantajoase şi anume efectuarea adunărilor fără propagarea transferului şi folosirea cifrelor redondante în reprezentarea cîtului.

Deşi adunarea şi scăderea se efectuează mai lent decît în schemele obişnuite, în cazul cînd schema este folosită pentru efectuarea atît a înmulţirii şi împărţirii cît şi a adunării şi scăderii timpul mediu de efectuare a unei operaţii cu numere cu 32 de cifre după virgulă este tomei de circa patru ori mai scurt decît la scheuşţle obişnuite.

BIBLIOGRAFIE

[1] Atkins, D. E. *The theory and implementation of SRT division.* Report nr. 230. Department of computer science, University of Illinois. Urbana, Illinois.

[2] Dean, K. J. *A design for a full multiplier.* În : Proc. IEE, vol. 115, nov 1968, p. 1 592—1 594.

[3] Habibi, A., Wintz, P. A. *Fast multipliers.* În : IEE trans. on computers, febr 1970, p. 153—157.

[4] Karţev, M. A. *Arifmetika ţifrovîh maşin.* Moscova, Nauka, 1969.

[5] Robertson, J. E. *A deterministic procedure for the design of carry-save adders and borrow-save subtracters.* Report nr. 235, iulie 5, 1967. Department of computer science, University of Illinois. Urbana, Illinois.

[6] Y. Chu *Bazele proiectării calculatoarelor numerice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

Ing. DAN MIHOC şi ing. SERGIU ST. ILIESCU

Consideraţii asupra minicalculatoarelor

Necesitatea mereu crescîndă a informaţiilor, pe diferite planuri ale economiei, şi volumul de calcul, crescut în salt în diferite domenii ştiinţifice şi tehnice, au făcut ca în ultimii 2—3 ani minicalculatoarele să-şi găsească o aplicabilitate din ce în ce mai mare în conducerea diverselor procese industriale şi economice. Minicalculatoarele au devenit un auxiliar de neînlocuit în economie şi în cercetarea tehnico-ştiinţifică, unde timpul preţios al cadrelor de înaltă calificare este solicitat în mare măsură de calcule complicate, totuşi de multe ori de rutină. Necesitînd investiţii mici şi permiţînd realizarea de structuri dezvoltate în combinaţie cu calculatoarele de capacitate medie, minicalculatoarele pot fi socotite ideale în realizarea instalaţiilor de automatizare complexe, în comanda supraordonată a unor instalaţii de tip industrial echipate cu dispozitive de automatizare convenţională.

I. Caracteristicile principale ale minicalculatoarelor

Caracteristicile calculatoarelor electronice de capacitate mică sînt determinate de domeniile de utilizare şi sînt influenţate de posibilităţile de realizare. Se pot însă menţiona drept caracteristici sintetice pentru această clasă de calculatoare următoarele :

— organizarea paralelă, cu o adresă ;
— capacitatea memoriei interne este de 4—32 k cuvinte şi este de construcţie modulară ;
— lungimea cuvîntului : 8—16 (18) biţi ;
— ciclul memoriei interne : 1—8 μs ;
— sînt prevăzute dispozitive de memorie de tip ROM (Read Only Memory) pentru microprogramare ; există şi posibilitatea folosirii macroinstrucţiunilor ;
— sistemul de instrucţiuni include, în general, un minium de 24—25 instrucţiuni cablate ;
— existenţa dispozitivelor de protecţie a memoriei ;
— hardware standard pentru înmulţire-împărţire ;
— un canal de intrare-ieşire programabil ;
— sistem de întreruperi prioritare ;
— accesul direct la memorie este opţional ;
— software cuprinde assembler şi compiler de FORTRAN ;
— utilizarea tehnologiei circuitelor integrate ;
— posibilitatea de conectare a unei game variate de echipamente şi unităţi periferice ; în acest sens se consideră ca necesare următoarele dispozitive : maşină de scris, imprimantă, lector perforator de bandă sau cartele,

memorie externă pe benzi sau discuri, interfaţă pentru proces (intrări ieşiri numerice, analogice şi bipoziţionale).

Evident nu toate caracteristicele de mai sus sînt concentrate în cele peste 60 de tipuri de minicalculatoare oferite de firmele constructoare de echipamente electronice de calcul. Fiecare constructor a căutat să realizeze anumite performanţe care să constituie un avantaj în utilizarea minicalculatorului respectiv. Astfel, minicalculatorul microprogramabil Multi-8, conceput cu element de reglare şi calcul, asociază două nivele de programare: microprogramarea şi macroprogramarea. El dispune de un sistem de I/E sub controlul microprogramului şi de asemenea de un dispozitiv cu acces direct la memorie, ceea ce permite funcţionarea în timp real. Minicalculatorul PDP—8/I avînd cuvintele de 12 biţi, le manipulează bit cu bit; în felul acesta preţul de cost al echipamentului scade, dar creşte considerabil timpul pe operaţia de prelucrare. Minicalculatorul Interdata, model 2 şi 3, sacrifică în mod deliberat viteza de prelucrare pentru flexibilitate în microprogramare şi utilizarea memoriei ROM.

Costul scăzut al minicalculatorului (de regulă sub 10 000 dolari) a făcut ca folosirea lui să fie justificată în aplicaţiile industriale. Utilizarea sa ca rezervă în schemele de reglare cu calculator are drept consecinţă faptul că siguranţa în funcţionare a instalaţiilor de automatizare creşte foare mult.

II. Aplicaţii ale minicalculatoarelor

În principiu, se disting două mari categorii de aplicaţii ale minicalculatoarelor;

1. O primă categorie de aplicaţii o formează cele în care minicalculatoarele sînt utilizate în mod autonom. În acest sens menţionăm:

a) Probleme de gestiune. Sub această formă echipamentul de calcul este utilizat pentru automatizarea gestiunilor de materiale (consumuri de materiale pe comenzi şi regie, mişcarea materialelor, stocuri etc.), evidenţa şi analiza preţului de cost (cheltuielile de fabricaţie pe secţie şi ateliere), planificarea zilnică, decadică, lunară şi trimestrială, lansarea în fabricaţie, pontajul automat al salariaţilor (cu ceasuri de pontaj conectate la calculator), calculul salariilor, gestiunea bibliotecilor, încărcarea utilajelor, optimizarea loturilor de fabricaţie.

b) Probleme de cercetare tehnico-ştiinţifice cum ar fi: diverse calcule inginereşti în proiectare, simulări, prelucrarea primară a unor rezultate de laborator sau date experimentale, verificări statistice ale rezultatelor măsurătorilor, rezolvarea unor aplicaţii de optimizare. Interesant de menţionat în acest domeniu este automatizarea prelucrării datelor furnizate de aparatele de laborator sau de verificat,

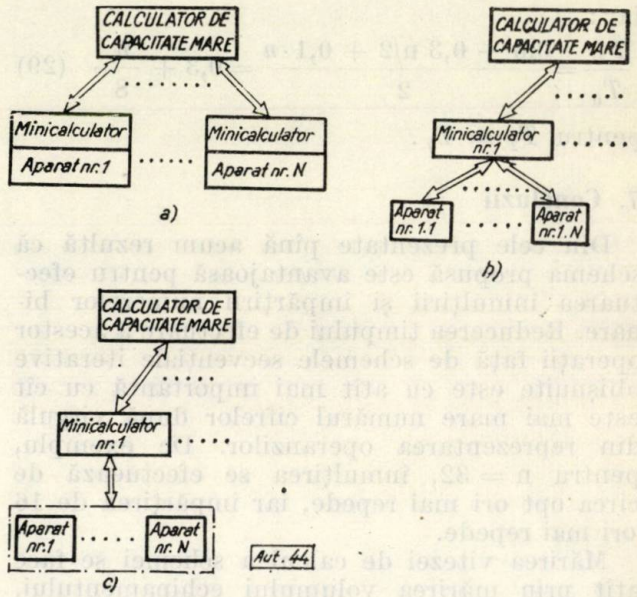


Fig. 1

adică automatizarea laboratoarelor. În acest sens există trei posibilităţi (fig. 1) şi anume:

— comanda unor aparate de măsură, analiză şi verificare individuală; tipic în acest caz este numărul mic de canale de intrare-ieşire (adesea numai o intrare analogică şi o ieşire numerică); aparatul de măsură formează de cele mai multe ori cu minicalculatorul o singură unitate funcţională şi constructivă;

— comanda unui complex de aparate constituit din mai multe aparate de acelaşi fel, dar funcţionînd independent;

— sistemul este format dintr-o multitudine de aparate diferite al căror mod de lucru este dependent unul de altul, ceea ce permite rezolvarea unor probleme diferite şi dificile.

c) Conducerea proceselor tehnologice, care poate cuprinde mai multe operaţii şi anume:

— înregistrarea şi prelucrarea datelor din proces, precum şi supravegherea parametrilor şi alarmarea în caz de depăşire; datele înmagazinate pot servi la analiza post-avarie sau pot fi depozitate pe diverşi suporţi de informaţie şi servesc la diverse analize statistice (off-line); de asemenea minicalculatorul poate fi utilizat în regim de optimizare off-line, situaţie în care calculatorul calculează regimul optim, dar comenzile corespunzătoare sînt efectuate de operator (fig. 2);

— pentru procese simple, minicalculatorul poate fi utilizat şi în regim de optimizare on-line, comenzile de optimizare fiind efectuate asupra mărimilor de reglare din instalaţia de automatizat (fig. 3); în alte situaţii, minicalculatorul on-line, funcţionînd în timp real, poate realiza cu uşurinţă compararea permanentă a valorilor unor parametri, măsurate

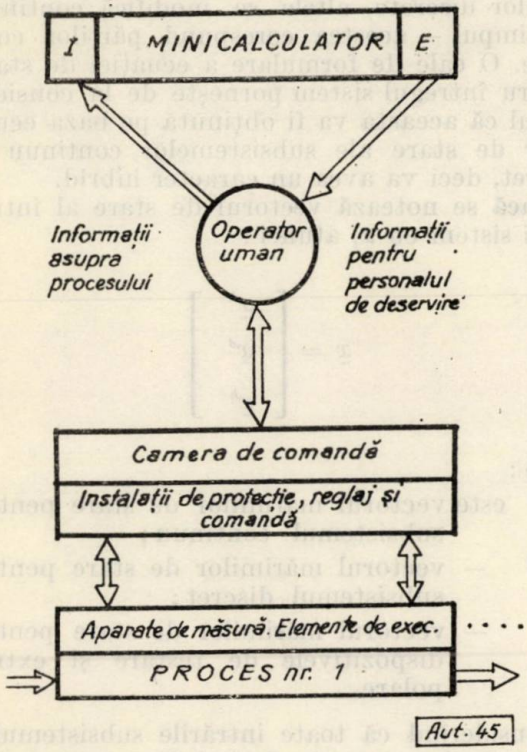


Fig. 2

sau deduse prin calcul on-line, cu valori memorate, rezultate din laborioase analize off-line;

— regim de reglare numerică directă (fig. 4).

d) Probleme speciale; aplicaţii militare.

2. O a doua categorie de aplicaţii o formează acelea în care minicalculatoarele sînt utilizate

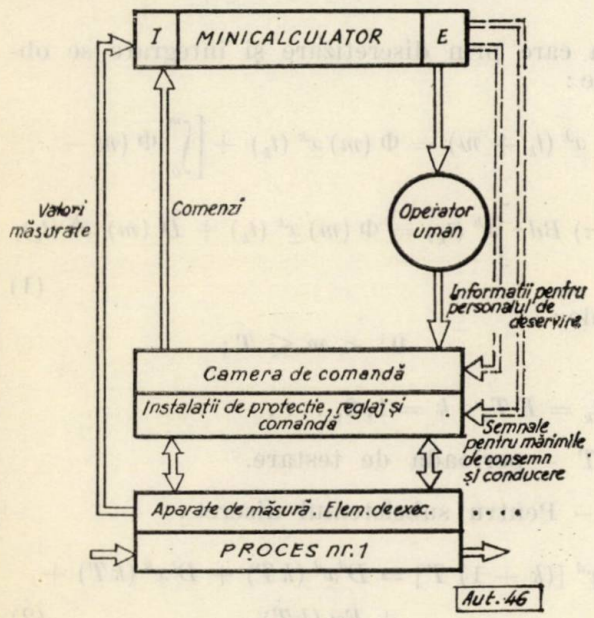


Fig. 3

ca satelit. În această situaţie se pot întîlni următoarele utilizări:

— cu memorie externă locală, pentru prelucrarea unei părţi importante din volumul prelucrărilor de informaţii ce se efectuează într-un sistem complex, trimiţînd la calculatorul central numai rezultatele;

— pentru prelucrarea preliminară a datelor;

— pentru editarea datelor;

— pentru comanda display-urilor;

— în sistemele de prelucrare a datelor de la distanţă, ca staţie concentratoare de date.

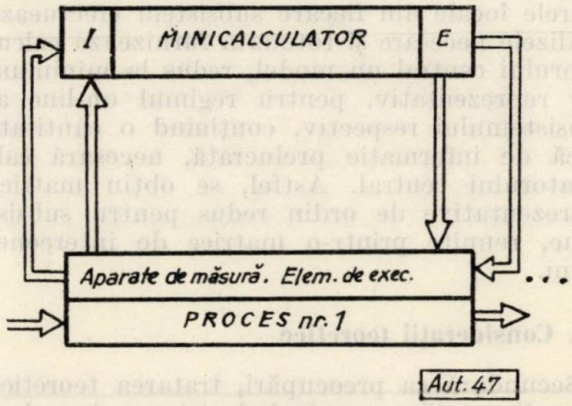


Fig. 4

Se realizează o ierarhizare a echipamentelor de calcul pe diverse nivele. O astfel de ierarhie, pentru un sistem energetic, este dată în figura 5.

Cu ajutorul calculatoarelor se pot obţine în timp real toate elementele necesare la caracterizarea stărilor, la organizarea operaţiilor şi la adaptarea deciziilor ce rezultă ca necesare pentru continuitatea funcţionării şi pentru sporirea eficienţei economice a funcţionării.

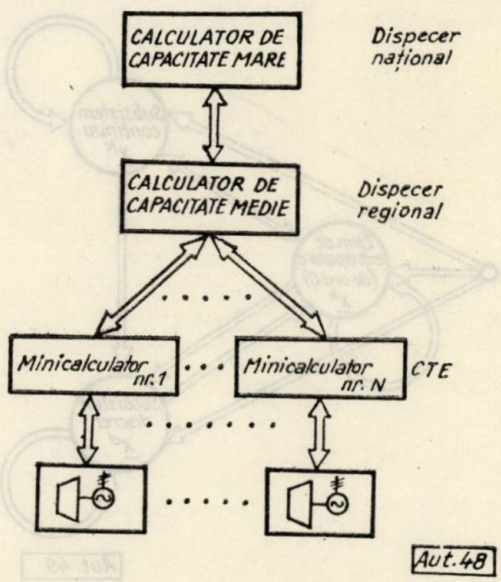


Fig. 5

Minicalculatoarele se pretează de asemenea la vizualizarea procesului, cu ajutorul desenelor şi al graficelor care pot caracteriza anumite stări fizice şi permit realizarea unor apre-

cieri rapide ce sînt utilizate în elaborarea deciziilor.

În cazul unor sisteme din ce în ce mai complexe cum sînt, de exemplu, cele din energetică, apare raţională împărţirea pe subsisteme, fiecare cu calculatorul său on-line şi cu o serie de minicalculatoare utilizate ca satelit. Într-un punct central, de dispecer, se instalează un calculator on-line de mare capacitate. Calculatoarele locale din fiecare subsistem efectuează analizele necesare şi totodată furnizează calculatorului central un model, redus la minimum dar reprezentativ, pentru regimul on-line al subsistemului respectiv, conţinînd o cantitate mică de informaţie prelucrată, necesară calculatorului central. Astfel, se obţin matrice reprezentative de ordin redus pentru subsisteme, reunite printr-o matrice de interconexiuni.

III. Consideraţii teoretice

Secundară ca preocupări, tratarea teoretică a configuraţiilor cuprinzînd sisteme de calcul de capacitate mică a căpătat în ultimii ani o amploare de loc neglijabilă şi aceasta deoarece realizarea subiectivă a unor astfel de sisteme foarte complexe nu mai este permisă. În special, este interesant de relevat utilizarea descrierii prin stări a sistemelor, datorită uşurinţei aplicabilităţii ei.

Teoretic, un proces industrial de tip continuu, condus cu un minicalculator, poate fi tratat ca un sistem cu eşantionare liniar. Simbolic, el poate fi reprezentat ca în figura 6.

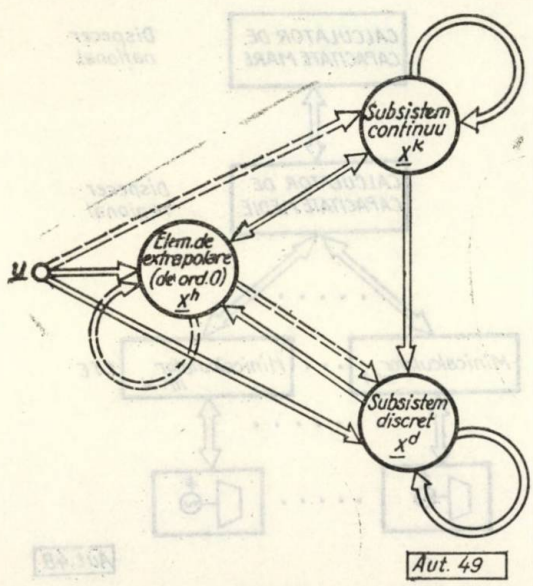


Fig. 6

Se constată că sistemul cercetat constă într-un subsistem continuu şi unul discret. Unele variabile de stare vor fi variabile discrete referitoare la timp — acestea corespund părţilor discrete, altele se modifică continuu cu timpul — acestea corespund părţilor continue. O cale de formulare a ecuaţiei de stare pentru întregul sistem porneşte de la considerentul că aceasta va fi obţinută pe baza ecuaţiilor de stare ale subsistemelor continuu şi discret, deci va avea un caracter hibrid.

Dacă se notează vectorul de stare al întregului sistem cu x, atunci :

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} \underline{x}^k \\ \underline{x}^a \\ \underline{x}^h \end{bmatrix}$$

unde :

$\underline{x}^k$ este vectorul mărimilor de stare pentru subsistemul continuu ;

$\underline{x}^a$ — vectorul mărimilor de stare pentru subsistemul discret ;

$\underline{x}^h$ — vectorul mărimilor de stare pentru dispozitivele de testare şi extrapolare.

Considerînd că toate intrările subsistemului continuu sînt separate de ieşirile subsistemului discret şi de intrările sistemului prin elemente de testare şi extrapolare (de ordinul 0), se obţin următoarele trei categorii de ecuaţii de stare :

— Pentru subsistemul continuu :

$$\dot{\underline{x}}^k = A\underline{x}^k + B\,\underline{x}^h,$$

din care prin discretizare şi integrare se obţine :

$$\underline{x}^k (t_k + m) = \Phi (m)\, \underline{x}^k (t_k) + \left[\int_0^m \Phi (m - \tau)\, Bd\tau\right] \underline{x}^h (t_k) = \Phi (m)\, \underline{x}^k (t_k) + D (m)\, \underline{x}^h (t_k), \tag{1}$$

unde :

$$0^+ < m \leqslant T ;$$

$t_k = KT$, $k = 1, 2, \ldots$;

T — perioada de testare.

— Pentru subsistemul discret :

$$\underline{x}^d [(k + 1)\, T] = D^d \underline{x}^d (kT) + D^k \underline{x}^k (kT) + F\underline{u} (kT), \tag{2}$$

considerîndu-se că acesta este un echipament de calcul numeric cu timp de operare fix T :

$$t_{k+1} - t_k = (k + 1)\, T - kT = T.$$

— Pentru elementele de testare şi extrapolare (de ordinul 0) :

$$\underline{x}^k(t_k + m) = \underline{x}^h(t_k) = H^k\underline{x}^k(t_k) + H^d\underline{x}^d(t_k) + \\ + S\underline{u}(kT). \quad (3)$$

Stările elementelor de testare şi extrapolare sînt însă combinaţii liniare ale stărilor părţilor de subsistem continuu, discret şi ale intrărilor. Ecuaţia (3) este substituită nemijlocit în (1), aşa că starea generală a sistemului este caracterizată numai prin :

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} \underline{x}^k \\ \underline{x}^d \end{bmatrix}$$

Deci ecuaţia (1) cu (3) şi ecuaţia (2) descriu împreună modificările stărilor sistemului cu eşantionare.

Din ecuaţiile de mai sus se obţine o ecuaţie globală din care se poate calcula modificarea variabilelor de stare la intervale de timp date :

$$\underline{x}(kT+m) = \psi(m)\,\underline{x}(kT) + \Gamma(m)\,\underline{u}(kT), \quad (4)$$

unde $\psi(m)$ este matricea sistemului, iar $\Gamma(m)$ — matricea intrărilor. Dacă este interesant de ştiut numai valoarea variabilei de stare la momentul testării, atunci :

$$\underline{x}[(k+1)T] = \psi(T)\,\underline{x}(kT) + \Gamma(T)\underline{u}(kT). \quad (5)$$

Formula de calcul reversivă a modificării stării este :

$$\underline{x}(kT) = \psi^k(T)\underline{x}(0) + \sum_{j=0}^{k-1}\psi^j(T)\Gamma(T)\underline{u}[(k-j-1)T] \quad (6)$$

şi ea poate fi utilizată destul de simplu pentru a fi programabilă.

Dacă toate elementele de eşantionare lucrează sincron şi cu perioadă de testare fixă T, atunci ψ şi Γ sînt constante şi pot fi folosite numai o dată în calcul, adică subsistemul discret este un calculator cu timp de operare fix.

Din această scurtă descriere este de reţinut :

— descrierea prin stări dă posibilitatea unei descrieri sistematice şi unitare a sistemelor cu eşantionare complexe ;

— descrierea prin stări se sprijină numai pe variabile reale de timp, a căror discretizare conduce la metode rezonabile pe calculatoare numerice. În special proiectarea optimală a unui sistem, în sensul minimizării unei funcţionale de timp, este practic de neconceput prin metodele clasice.

BIBLIOGRAFIE

[1] K R S 4200. *Systemübersicht.* Kunde Information. Robotron, 1971.

[2] K o r n, U. *Grundlagen der Zustandsbeschreibung von Regelungssystemen* 3. Herbstkurse „Technische Kybernetik", Magdeburg, 1970.

[3] B a r t i k, J. *Minicomputers turn classic.* În : Data processing magazine, ian 1970.

[4] K o r n, G. *Diakoptics.* Londra, Waterlow, 1963.

[5] D i m o, P. *Concepte noi în analiza reţelelor de energie. Analiza în timp real.* În : Energetica, nr. 5, 1972, p. 177—183.

RECENZII

W. M. Mc K e e m a n, J. J. H o r n i n g, D. B. W o r t m a n. **Un generator de compilatoare** (A compiler generator). Prentice Hall 1970, 527 pag., 67 fig.

Autorii lucrării au elaborat în decurs de trei ani un generator de compilatoare pentru sistemul IBM—360. Acest generator a fost scris în limbajul XPL, o variantă a limbajului PL—1 : prezentarea sa constituie obiectivul fundamental al cărţii.

Cartea se împarte în două părţi intitulate : Teorie (cinci capitole), Practică (cinci capitole).

La aceste două părţi se adaugă o anexă al cărei volum total depăşeşte volumul celor două părţi reunite ! Anexa are la rîndul ei şase capitole care descriu în detaliu, cu listingurile corespunzătoare, modul de implementare al sistemului propus de autori.

Importanţa unei lucrări de acest fel, în contextul proliferării contemporane a limbajelor de programare, este evidentă. Eforturile dirijate în vederea automatizării scrierii compilatoarelor — una dintre cele mai costisitoare activităţi în cadrul elaborării programelor de sistem — sînt pe cale de a conduce la rezultate pozitive. Generatorul de compilatoare propus de autori în această lucrare este o dovadă în plus.

Lucrarea începe cu o introducere scrisă cu multă fantezie şi cu o aparentă superficialitate, necesară pentru a justifica eforturile autorilor la elaborarea sistemului şi a materialului din carte. Această introducere, deosebit de atractivă, are darul de a convinge chiar pe nespecialist de necesitatea cunoaşterii bazelor teoretice ale scrierii compilatoarelor.

Capitolul 1 — „Descrierea translatorilor" — explică problemele fundamentale ale traducerii limbajelor de programare şi modul în care ele se pun în contextul elaborării unui generator de compilatoare.

Capitolul 2 — „Descrierea limbajelor" — justifică necesitatea unei definiri precise a limbajelor şi introduce metodele de definire formală a acestora.

Capitolul 3 — „Translatarea : asocierea formei şi semnificaţiei" — se ocupă de prezentarea tehnicilor generale de translatare : organizarea translatorilor, structuri de date, metode de analiză.

Capitolul 4 — „Algoritmi de analiză canonică" — este o prezentare compactă a formelor de analiză a expresiilor aritmetice. În fine, în ultimul capitol al părţii I intitulat „Construcţia tabelelor de decizie pentru analiză", se descrie o colecţie de algoritmi care pot fi utilizaţi împreună la elaborarea automată a tabelelor utilizate în capitolul anterior.

Partea a II-a a lucrării începe cu o descriere a limbajului XPL utilizat de autor în scrierea generatorului. Programele XPL prezentate pot fi translatate la rîndul lor în limbaj maşină (IBM 360) de către XCOM, descris şi el în XPL.

Capitolul 6 — „Limbajul XPL" — prezintă pe larg limbajul iar capitolul 8 — „XCOM: un compilator cu autocompilare" — prezintă compilatorul limbajului XPL. Între aceste capitole este intercalat capitolul 7 — „Programare în BNF" — în care autorii prezintă unul dintre programele importante ale sistemului, denumit ANALYZER, care pe baza unei descrieri BNF (Backus Normal Form) a limbajului sursă elaborează algoritmi de analiză.

Capitolele 9 şi 10 descriu implementarea nucleului autocompilatorului XCOM (cap. 9 — „Skeleton: proto-compilator") şi modul de funcţionare al programului ANALYZER (cap. 10 — „ANALYZER: un program de analiză gramaticală şi de construire de tabele").

Lucrarea se caracterizează prin claritate şi concizie. Trebuie remarcat de asemenea talentul literar al autorilor, care reuşesc să facă plăcută lectura unui text foarte uscat graţie unor observaţii fine şi uneori pline de umor (fiecare capitol are un motto „literar"). Este o lucrare de înaltă ţinută ştiinţifică pe care o recomandăm tuturor specialiştilor în software.

Petre Dimo

D. Gries. **Realizarea compilatoarelor pentru calculatoare numerice** (Compiler construction for digital computers). New York, Wiley, 1971, 491 pag., 127 fig.

Este binecunoscută importanţa compilatoarelor în cadrul ansamblului programelor de sistem cu care este dotat un calculator. Varietatea tehnicilor de realizare a compilatoarelor este foarte mare, fiind determinată atît de natura limbajului cît şi de modul în care acesta va fi utilizat.

Lucrarea de faţă este fundamentală în sensul că aceste tehnici sînt prezentate astfel încît să fie utile începătorilor, care doresc să abordeze practica scrierii compilatoarelor, cum şi celor cu o oarecare experienţă în domeniu şi care doresc să-şi formeze o vedere de ansamblu.

Domeniul limbajelor formale este astăzi suficient de elaborat încît să poată constitui o bază teoretică pentru o astfel de lucrare. Din această cauză, capitolul 1 este dedicat gramaticilor şi limbajelor, iar capitolele 2—6 legăturii dintre automatele finite şi limbaje (analizori de diferite tipuri, gramatici de precedenţă etc.). Această bază teoretică apare absolut necesară în vederea realizării sistematice a compilatoarelor.

În capitolele următoare ale lucrării sînt abordate celelalte aspecte care apar în practica scrierii compilatoarelor.

Capitolul 8 se ocupă de organizarea memoriei în timpul compilării. Capitolele 9 şi 10 prezintă metodele de organizare a tabelelor de simboluri şi reprezentarea simbolurilor în acestea.

Capitolul 11 prezintă modalităţile de reprezentare ale programului sursă. Capitolele 12 şi 13 se ocupă de rutinele semantice, prezentînd modul de alcătuire al acestora în general şi oprindu-se pentru detalii asupra formelor utilizate în cazul unor limbaje de tip ALGOL.

În capitolul 14 se discută modul de alocare al memoriei în faza de execuţie a programului obiect — alocare de memorie pentru variabile, memorie temporară şi zonă comună.

Capitolul 15 tratează metode de recuperare în cazul detectării de erori sintactice sau semantice. Un capitol interesant este al 16-lea în care se discută rolul şi structura interpretărilor.

Capitolele 17 şi 18 se ocupă pe larg de metodele de generare a codului şi de optimizare a codului generat. Se cunoaşte importanţa acestui aspect pentru realizarea unor compilatoare care produc programe obiect eficiente.

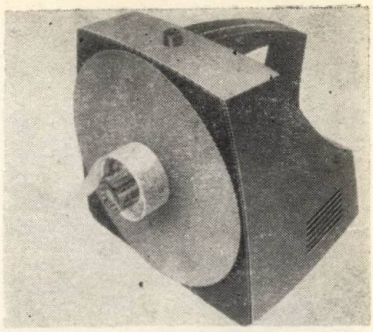
Capitolele 19 şi 20 tratează problemele mai deosebite ale domeniului, şi anume în capitolul 19 autorul discută modul de implementare al macroinstrucţiunilor într-un limbaj de programare, iar în capitolul 20 unele aspecte ale sistemelor generatoare de compilatoare (compiler-compiler).

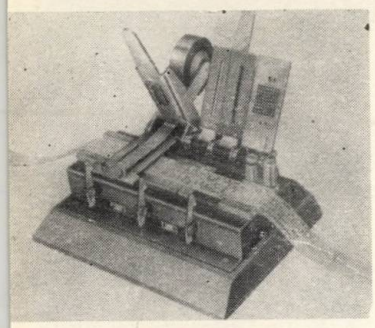
Într-o anexă, autorul descrie metalimbajul utilizat în lucrare, care este o variantă extinsă a ALGOLULUI.

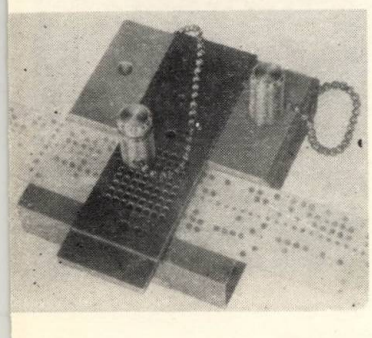
Parcurgerea lucrării presupune cel puţin cunoaşterea unui limbaj de programare evoluat (PL—1, ALGOL, FORTRAN etc.) şi a unui limbaj de asamblare. De asemenea este necesar ca cititorul să înţeleagă programe scrise în ALGOL.

Lucrarea, bazîndu-se pe un material bibliografic foarte bogat (peste 180 de titluri), constituie o sinteză deosebit de clară şi completă, fiind după părerea noastră una dintre cele mai bune lucrări apărute în anii din urmă în acest domeniu.

Petre Dimo







Aparat indispensabil la locul dv de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- ușor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5 – 8 piste
- are o formă netedă și este bine îmbinat
- ușor de mînuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Această garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- stantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate în plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, în vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă în tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

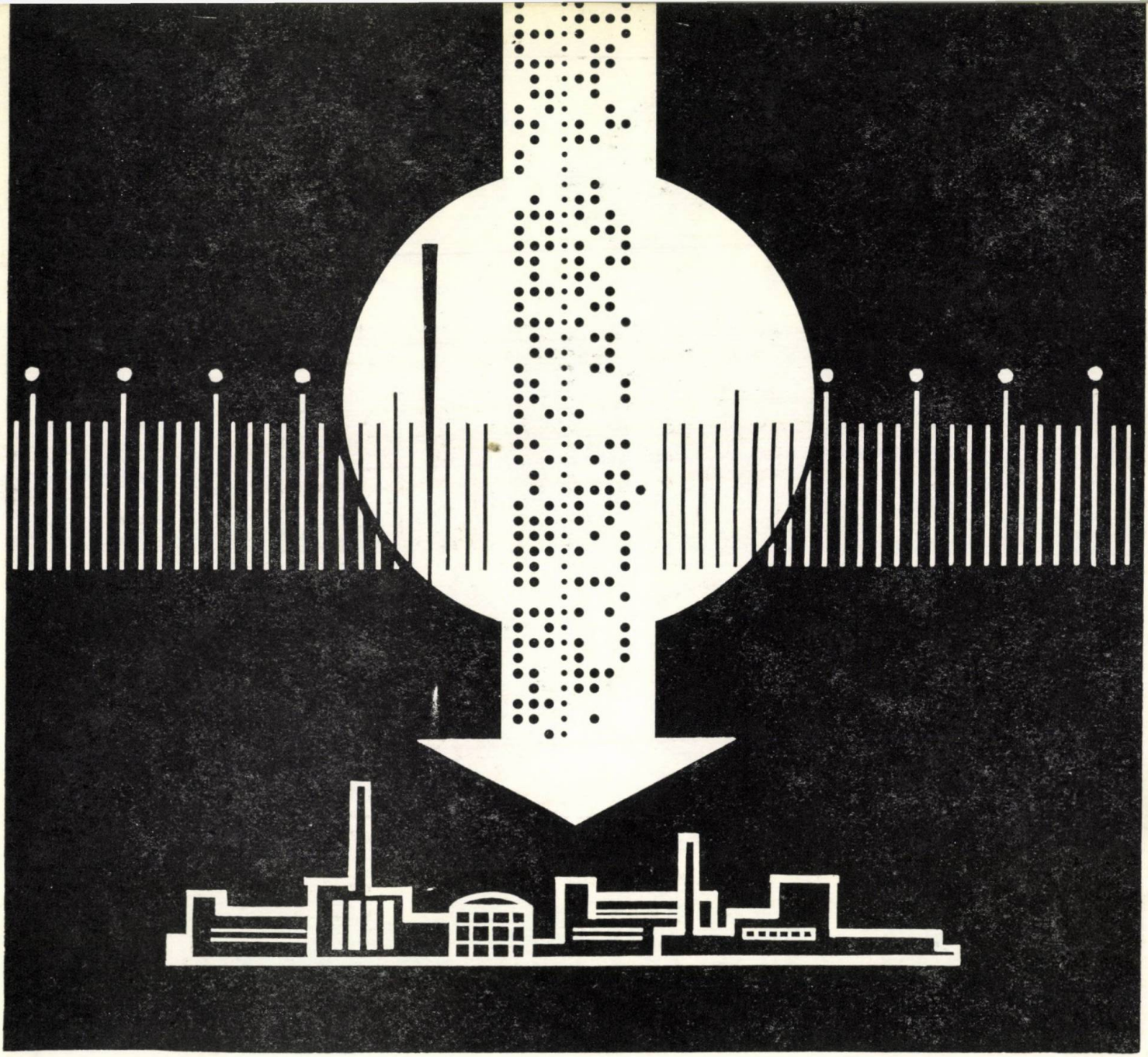
Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține la cerer prin exportator .

KOVO – Întreprindere de comerț exterior
Tr Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA



Măsurări, comandă și reglare într-un singur sistem

Seria Ursapneu-Nulltrend este un sistem complet de aparate pneumatice pentru reglare, comandă și afișare. Datorită unei concepții tehnice progresive și constructive, precum și posibilității de montare compactă, sistemul corespunde tuturor cerințelor impuse unei instalații moderne de control.

Întreprinderea noastră de comerț exterior vă oferă un program vast de aparate de înaltă calitate produse de Combinatul pentru tehnica măsurării și reglării VEB-Dessau :

Instalații de măsurare a volumului și debitului, instalații de analiză, nivelmetre, dispozitive electrice de măsurat, regulatoare electrice, dispozitive de măsurat manometrice, regulatoare fără energie auxiliară, instalații pneumatice de măsurat, de comandă și de reglare, contoare și generatoare de impuls.

Acestea reprezintă doar o parte din oferta generală de instalații și aparate electronice și electrotehnice din Republica Democrată Germană. De peste 20 de ani reprezentăm această industrie puternică pe piața mondială.

Informații se pot obține prin :
Biroul tehnic-comercial al
AHB Elektrotechnik de pe lîngă HPA
a ambasadei R.D.G. în R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

Așteptăm vizita dv. la Tîrgul de la Leipzig între 11. 3 și 18. 3. 1973
la standurile noastre din pavilionul 18.

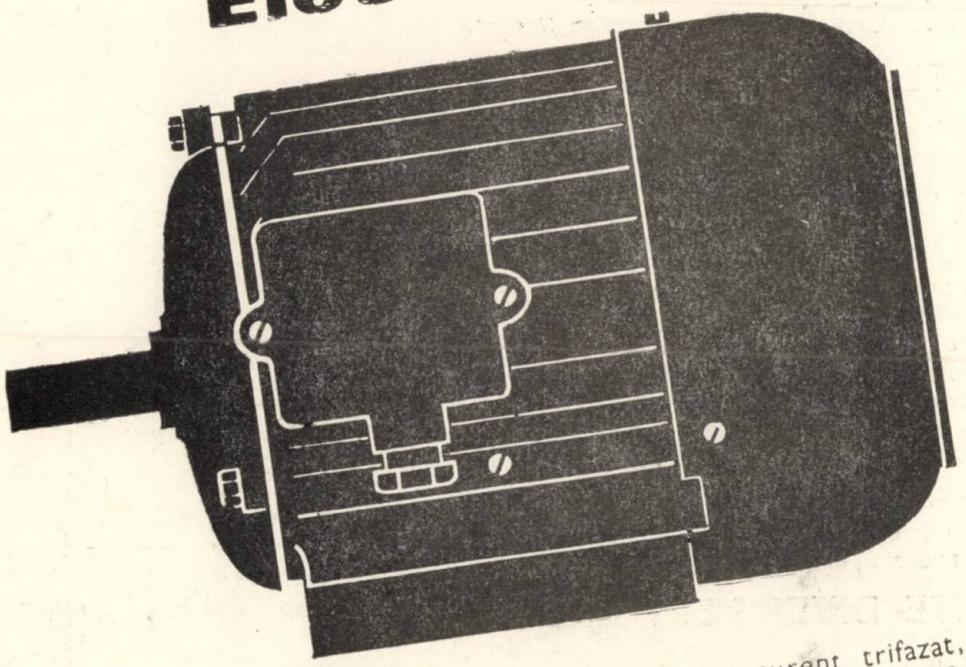
Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

Electroimpex



Electromotoare — asincrone cu curent trifazat, cu rotor în scurtcircuit, tip AO, AO—2 și AOP, complet închise, pentru 220/380 sau 380/660 V, 50 Hz. Au un randament de 0.37—100 kW și o turație sincronă de 750, 1 500 și 3 000 rot/min.

Electromotoare — asincrone cu curent monofazat, tip EO, EOPK și EOBC, cu un randament de 0.18—1 1 kW și o turație de 1 500 și 3 000 rot/min

Aceste electromotoare se remarcă prin proprietățile lor tehnice și electrice deosebite ca și prin siguranța lor în funcționare.

Exportator : Întreprinderea de comerț exterior
ELEKTROIMPEX — BULGARIA Sofia,
ul. G. Washington 17 Telefon : 88—49—91
Telex: 575

PUBLICOM

COMPONENTE PENTRU ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

EXPORT—IMPORT

COMPONENTE—RC

- Rezistențe
- Condensatoare
- Potențiometre

COMPONENTE ELECTROMECANICE

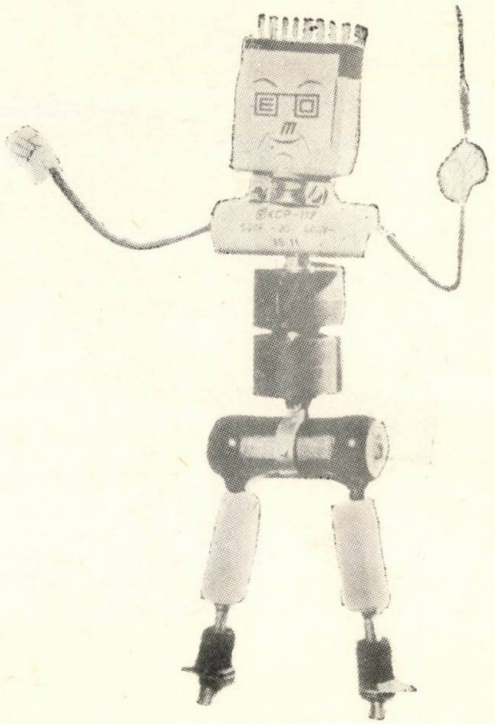
- Conectoare, suporturi pentru tuburi
- Întreruptoare, comutatoare
- Relee
- Lămpi de semnalizare
- Butoane rotative

COMPONENTE ELECTROACUSTICE

- Microfoane
- Căști audio
- Difuzoare

COMPONENTE DIVERSE

- Transformatoare
- Balast pentru lămpi fluorescente și pentru lămpi cu vapori de mercur
- Ferite
- Magneți permanenți
- Antene



IMPORT

- TUBURI ELECTRONICE, LĂMPI SPECIALE
- SEMICONDUCTOARE
- CIRCUITE INTEGRATE

EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

ELEKTROMODUL

ÎNTREPRINDERE COMERCIALĂ UNGARĂ DE COMPONENTE ELECTRONICE

Budapest, XIII. Visegrádi utca 47 a-b — Telefon: 495-340; 495-940 — Telex: 22-5154; 22-5155

PUBLICOM

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

I.P.R.S. Băneasa

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE
- ceramice

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

1973 APR 2

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 2 ● MARTIE — APRILIE 1973

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32

Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

Produce:

COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie și ceară
— hîrtie și ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu față
— dublu față

COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

— de joasă frecvență
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvență și drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

— de înaltă frecvență și comutație

DIODE

— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE

— de viteză medie
— rapide

LINIARE

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 2, martie — aprilie, p. 49 — 104

CUPRINS

CZ 681.325.6 : 681.3.04

Cătănescu V. şi *Sâmpăleanu M.* :

Circuit de eşantionare şi conversie analog-numerică.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 49—53

Circuitul studiat permite eşantionarea şi conversia analog-numerică a semnalelor cu variaţie continuă în timp, unipolare sau bipolare.

CZ 621.391

Belea C. şi *Nicolae D.* :

Compoziţia sistemelor multiple.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 53—58

Se descriu proprietăţile de compoziţie a sistemelor multiple continue, referitor la comportarea dinamică de ansamblu dedusă din comportarea pe blocuri.

CZ 621.38.049—181.4

Manolescu Anca-Manuela :

Domenii tipice de utilizare a circuitelor integrate cu straturi subţiri.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 58—65

Se prezintă tipurile de circuite care, din motive tehnice şi economice, se pretează la tehnologia straturilor subţiri şi hibridă.

CZ 681.335.5

Beloiu P. :

Mărirea vitezei de efectuare a operaţiei de înmulţire cu multiplicatoare paralele.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 66—72

Autorul analizează performanţele înmulţirii simultane a două numere binare prin utilizarea multiplicatoarelor paralele.

CZ 621.382.3.001.57

Beldiman A. :

Metodologia evaluării transistoarelor bipolare pornind de la măsurători fizice şi electrice pe modele de referinţă.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 72—80

Se expune metodologia caracterizării şi proiectării transistoarelor bipolare cu siliciu.

CZ 621.313.13 : 621.382.233

Kaucsar M :

Comanda puterii în curent alternativ cu tiristoare, cu evitarea producerii interferenţei de radiofrecvenţă.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2 martie-aprilie 1973, p. 80—89

Lucrarea tratează despre controlul puterii cu tiristoare într-o sarcină rezistivă prin controlul numărului semiperioadelor de tensiune alternativă aplicate acestei sarcini.

CZ 681.325.6

Cercel L. :

Studiul unor fenomene de hazard în circuitele de comutaţie.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 89—97

Lucrarea cuprinde un studiu probabilistic al hazardului, metode de detecţie şi eliminare a hazardului în circuitele de comutaţie, un studiu experimental asupra basculării unor memorii elementare.

CZ 681.3.06 : 621—52

Anastasiu S. şi *Soceanu Al.* :

O aplicaţie a limbajului CSMP la sistemele adaptive.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, martie-aprilie 1973, p. 97—102

Aplicarea este efectuată în cazul unui sistem adaptiv cu perturbaţie parametrică rampă.

CRONICĂ p. 103

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale pentru anul 1973 plătite în cont-avans conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 2559

40 545

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1823

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.325.6 : 681.3.04

Кэтэнеску В. и *Сымпэляну М.:*

Контур по квантованию и аналого-числовому преобразованию

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 49–53

Изученная цепь позволяет квантование сигналов и их аналого-числовое преобразование с постоянным изменением во времени, однополярных или биполярных.

ДК 621.391

Беля К. и *Николае Д.:*

Состав многократных систем

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 53–85

Описываются свойства состава постоянных многократных систем, в отношении общего динамического поведения, выведенного из поведения на блоках.

ДК 621.38.049–181.4

Манолеску Анка-Мануела:

Типовые области цепей, интегрированных тонкими слоями

Automatica şi Electronica 17, № 2 март-апрель 1973, стр. 58–65

Приводятся типы цепей, которые, по техническим и экономическим причинам подходят к технологии тонких слоев и гибрида.

ДК 681.335.5

Велою П.:

Увеличение скорости выполнения операции умножения на параллельных умножителях

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 66–72

Автор анализирует достижения в области одновременного умножения двух бинарных чисел при применении параллельных умножителей.

ДК 621.382.3.001.57

Бельдиман А.:

Методология оценки биполярных транзисторов, исходя из физических и электрических измерений на исходных моделях

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 72–80

Описывается методология установления характеристик и проектирования кремниевых биполярных транзисторов.

ДК 621.313.13 : 621.382.233

Каучар М.:

Управление мощностью в переменном токе с тиристорами, избегая возникновения интерференции радиочастоты

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 80–89

Работа посвящена контролю мощности с тиристорами в активной нагрузке путем контроля числа полупериодов переменного напряжения, применяемого для этой нагрузки.

ДК 681.325.6

Черчел Л.:

Исследование случайных явлений в переключающих цепях

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 89–97

Работа содержит исследование вероятных случайностей, методы детектирования и устранение случайности в переключающих цепях, экспериментальное исследование на передвижение элементарной памяти.

ДК 681.3.06 : 621-52

Анастасиу С. и *Соча́ну Ал.:*,

Применение языка CSMP к адаптивным системам

Automatica şi Electronica 17, № 2, март-апрель 1973, стр. 97–102

Применение проводится в случае адаптивной системы с параметрическими помехами рампы.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.325.6 : 681.3.04

Cătănescu V. und *Sâmpăleanu M.*:

Prüfstromkreis und nummerisch-analoge Mischschaltung.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 49–53

Der untersuchte Stromkreis gestattet die Prüfung und die analog-nummerische Konversion der einpoligen oder zweipoligen Signale mit kontinuierlicher Zeitvariation.

DK 621.391

Belea C. und *Nicolae D.*:

Zusammensetzung der Multiplexsysteme.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 53–58

Es werden die Zusammensetzungseigenschaften kontinuierlicher Multiplexsysteme in bezug auf das allgemeine, aus dem Blockverhalten abgeleitete dynamische Verhalten beschrieben.

DK 621.38.049–181.4

Manolescu Anca-Manuela:

Typische Anwendungsbereiche integrierter Dünnschichtschaltungen.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 58–65

Es werden die Schaltungstypen dargelegt, die aufgrund technischer und wirtschaftlicher Voraussetzung sich für Dünnschicht und Hybridtechnologien eignen.

DK 681.335.5

Beloiu P.:

Steigerung der Geschwindigkeit der Multiplikationsoperation auf parallelen Multiplizierern.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 66–72

Der Verfasser analysiert die Leistung einer Simultanmultiplikation von zwei Dualzahlen bei Verwendung paralleler Multiplizierer.

DK 621.382.3.001.57

Beldiman A:

Bewertungsmethodologie zweipoliger Transistoren, ausgehend von physikalischen und elektrischen Messungen auf Referenzmodellen.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 72–80

Es wird die Methodologie der Kennzeichnung und Entwicklung von zweipoligen Siliziumtransistoren dargelegt.

DK 621.313.13 : 621.382.233

Kaucsar M.:

Kraftsteuerung in Wechselstrom mit Thyristoren, mit Vermeidung des Entstehens einer Radiofrequenz-Interferenz.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 80–89

Der Artikel behandelt die Kraftüberwachung mit Thyristoren bei induktionsfreier Belastung durch Überwachung der, dieser Belastung aufgelegten Wechselspannungshalbperioden.

DK 681.325.6

Cercel L.:

Untersuchung einiger Zufallserscheinungen in Schaltkreisen

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 89–97

Es handelt sich um eine Wahrscheinlichkeitsstudie im Hinblick auf die Vermeidung von Zufallserscheinungen in Schaltkreisen, sowie um eine Experimentalstudie im Zusammenhang mit der Einschwingung elementarer Speicherwerke.

DK 681.3.06 : 621–52

Anastasiu S. und *Soceanu Al.*:

Anwendung der CSMP-Rechensprache bei Adaptivsystemen.

Automatica şi Electronica 17, H. 2, März-April 1973, S. 97–102

Die Anwendung erfolgt im Falle eines Adaptivsystems mit parametrischer Rampenstörung

CONTENTS

DC 681.325.6 : 681.3.04

Cătănescu V. and *Sâmpăleanu M.* :

Sampling and analogue-digital conversion circuit.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 49–53

The studied circuit permits to carry out sampling and analogue-digital conversion of continuously varying bipolar or unipolar signals.

DC 621.391

Belea C. and *Nicolae D.* :

Composition of multiple systems.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 53–58

The authors describe the composition of continuous multiple systems and the overall dynamic behaviour deduced from the block behaviour.

DC 621.38.049–181.4

Manolescu Anca-Manuela :

Typical utilisation of thin-layer integrated circuits.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 58–65

The author described the circuits which — for technical and economic reasons — are fit for hybrid and thin layer technology.

DC 681.335.5

Beloiu P. :

Increasing speed of multiplication operations by parallel multipliers.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 66–72

The author analyses the performances achieved in simultaneous multiplication of two binary numbers carried out by parallel multipliers.

DC 621.382.3.001.57

Beldiman A. :

Methods of assessing bipolar transistors starting from physical and electrical measurements carried out on reference models.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 72–80

The author describes the methods used in characterizing and designing bipolar silicon transistors.

DC 621.313.13 : 621.382.233

Kaucsar M. :

Alternating current power control carried out by thyristors staving off radiofrequency interference.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 80–89

The paper deals with power control carried out by thyristors in a resistive load, controlling the number of alternating voltage semi-periods applied to this load.

DC 681.325.6

Cercel L. :

Study of certain hazard phenomena in commutation circuits.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 89–97

The paper includes a probabilistic study of hazard, methods of detecting and eliminating hazard in commutation circuits and an experimental study on the travel of certain elementary memories.

DC 681.3.06 : 621–52

Anastasiu S. and *Soceanu Al.* :

An application of CSMP language to adaptive systems.

Automatica şi Electronica 17, nr. 2, march-april 1973, p. 97–102

The application is conducted with an adaptive system with ramp parametric disturbance.

SOMMAIRE

CD 681.325.6 : 681.304

Cătănescu V. et *Sâmpăleanu M.* :

Circuit d'échantillonnage et de conversion analogique-numérique.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 49–53

Le circuit étudié permet l'échantillonage et la conversion analogique des signaux à variation continue dans le temps, unipolaires ou bipolaires.

CD 621.391

Belea C. et *Nicolae D.* :

La composition des systèmes multiples.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 53–58

On décrit les propriétés de composition des systèmes multiples continus, en ce qui concerne le comportement dynamique d'ensemble, déduit du comportement des blocs.

CD 621.38.049–181.4

Manolescu Anca-Manuela :

Domaines typiques d'utilisation des circuits intégrés à couches minces.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 58–65

On présente les types de circuits, qui, pour des motifs techniques et économiques, se prêtent à la technologie des couches minces et hybrides.

CD 681.335.5

Beloiu P. :

L'accroissement de la vitesse d'éxecution de l'opération de multiplication à l'aide de multiplicateurs parallèles.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 66–72

L'auteur analyse les performances de la multiplication simultanée de deux nombres binaires, en utilisant des multiplicateurs parallèles.

CD 621.382.3.001.57

Beldiman A. :

La méthodologie de l'évaluation des transistors bipolaires, en partant des mesures physiques et électriques sur des modèles de référence.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 72–80

On présente la méthodologie de la caractérisation et de l'élaboration des projets pour les transistors bipolaires à silicium.

CD 621.313.13 : 621.382.233

Kaucsar M. :

La commande de la puissance en courant alternatif avec des thyristors, en évitant l'interférence de radiofréquence.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 80–89

L'ouvrage traite du contrôle de la puissance à l'aide des thyristors dans une charge résistive, par le contrôle du nombre des semi-périodes de tension alternative appliquées à cette charge.

CD 681.325.6

Cercel L. :

L'étude de certains phénomènes de hasard dans les circuits de commutation.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 89–97

L'ouvrage comprend une étude des probabilités du hasard, des méthodes de détection et d'élimination du hasard dans les circuits de commutation, et une étude expérimentale concernant le basculement de certaines mémoires élémentaires.

CD 681.3.06 : 621–52

Anastasiu S. et *Soceanu Al.* :

Une application du language CSMP dans les systèmes adaptifs.

Automatica şi Electronica 17, no. 2, mars-avril 1973, p. 97–102

L'application est effectuée dans le cas d'un système adaptif à perturbation paramétrique rampe.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICA ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI—UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 49—104) **nr. 2, martie—aprilie** **București, 1973**

Ing. VASILE CĂTĂNESCU și ing. MARIN SÂMPĂLEANU

Circuit de eșantionare și conversie analog-numerică

Circuitul care este prezentat permite eșantionarea și conversia analog-numerică a semnalelor cu variație continuă în timp, unipolare sau bipolare.

Eșantionarea și conversia sînt inițiate de o comandă exterioară, semnalul de sincronizare. Eșantionarea semnalului se realizează prin blocarea unei porți liniare, iar conversia este făcută de un convertor tip Wilkinson. Tensiunea pozitivă sau negativă de pe condensatorul de memorizare al convertorului este transformată întîi într-un interval de timp proporțional cu ea, interval în care sînt numărate impulsurile date de un generator etalon a cărui pornire este sincronizată cu impulsul de start al eșantionării și conversiei. Un circuit auxiliar indică polaritatea semnalului de intrare în momentul aplicării comenzii de eșantionare și conversie.

Pentru o mai bună precizie și stabilitate în funcționarea circuitului, este prevăzută o buclă de reacție negativă care permite ca semnalul de pe condensatorul de memorizare să urmărească fidel semnalul de la intrarea circuitului (cu un anumit factor de proporționalitate).

I. Schema bloc a circuitului

Schema bloc a circuitului de eșantionare și conversie este dată în figura 1.

Semnalul de intrare este aplicat amplificatorului AI constituit din circuitul integrat μA 741, folosit ca amplificator operațional. De la ieșirea acestuia, semnalul, adus la un nivel convenabil, este aplicat, prin intermediul porții liniare *PL*, condensatorului de memorare *C*. Pentru reducerea diferențelor dintre semnalul de intrare și cel de pe condensator, care urmează să fie eșantionat și cuantificat, și pentru stabilizarea funcționării între două conversii succesive este prevăzută bucla de reacție negativă prin intermediul etajului RN. Poarta liniară, constituită în principal din patru diode în punte, permite eșantionarea semnalului de la intrare, regăsit pe condensator, la momentul de timp determinat de semnalul de sincronizare externă. În acest moment, poarta liniară se închide și începe procesul de conversie a tensiunii de pe condensator într-un interval de timp proporțional cu ea, condensatorul *C* fiind descărcat cu un curent constant

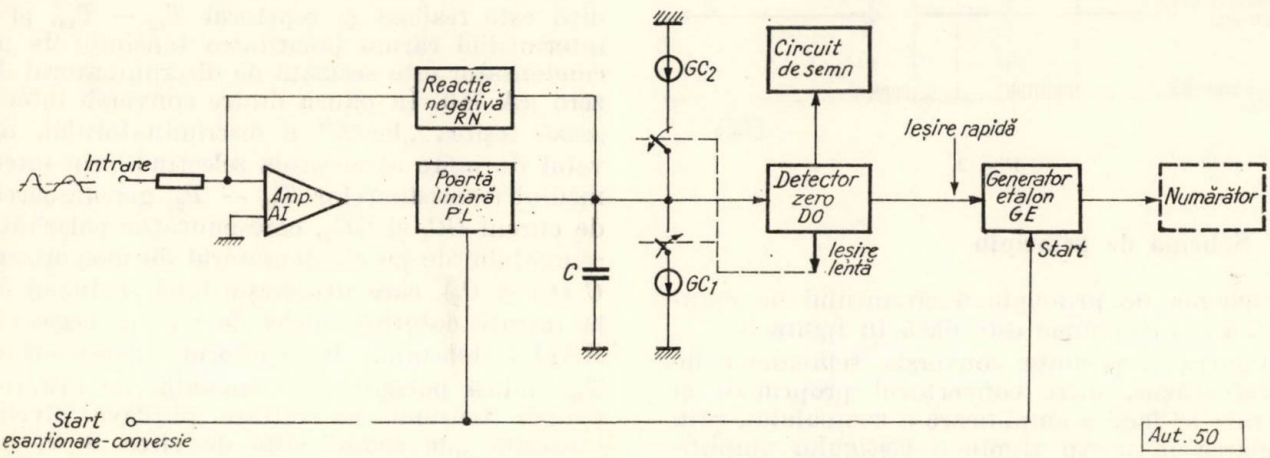


Fig. 1

produs de generatorul de curent GC_1 sau încărcat de generatorul de curent GC_2, în funcţie de polaritatea semnalului de la intrare. Selecţia celor două generatoare de curent este făcută de semnalul de la ieşirea „lentă" a discriminatorului de trecere prin zero *DO* (comparatorul integrat μA 710). Semnalul de la ieşirea „rapidă" a acestuia constituie semnalul de sfîrşit (stop) al conversiei şi opreşte generatorul etalon GE care fusese pornit de comanda de start eşantionare-conversie, astfel încît numărul de impulsuri acumulate în numărătorul N între două comenzi succesive start-stop conversie reprezintă mărimea semnalului aflat la intrarea circuitului în momentul aplicării semnalului de sincronizare. Acest număr, împreună cu semnalul tensiunii obţinut prin intermediul circuitului de semn de la ieşirea „lentă" a discriminatorului de trecere prin zero, constituie datele digitale furnizate de acest circuit de eşantionare şi conversie.

În figura 2 sînt prezentate formele de undă în diverse puncte caracteristice ale circuitului.

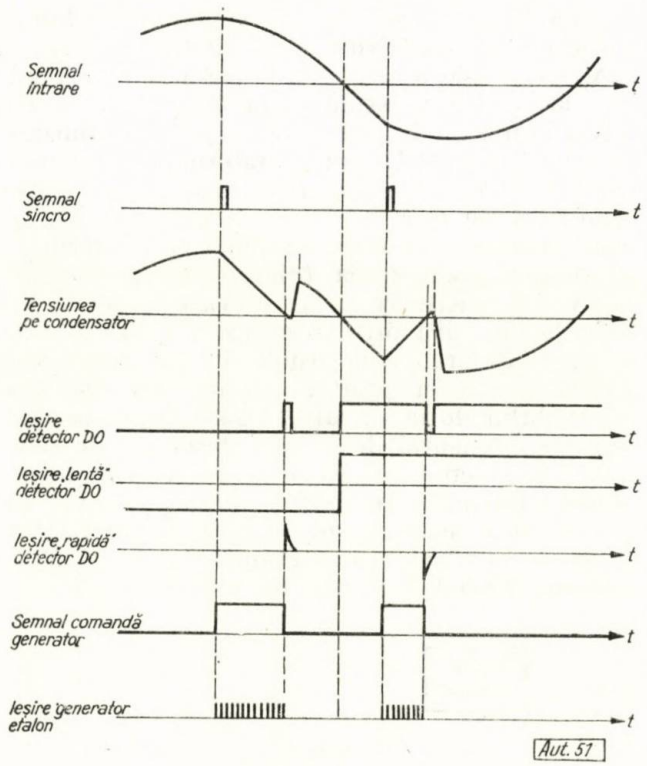


Fig. 2

II. Schema de principiu

Schema de principiu a circuitului de eşantionare şi conversie este dată în figura 3.

Pentru a permite conversia semnalelor de nivel scăzut, între convertorul propriu-zis şi intrare se face o amplificare a semnalului, prin reglarea în patru trepte a cîştigului amplificatorului, obţinîndu-se astfel conversia a patru game diferite în acelaşi număr. Ca amplificator este folosit circuitul integrat μA 741, avînd o intrare la masă iar la cealaltă aplicîndu-se semnalul de intrare şi cel de reacţie. Comutatorul *CI* realizează comutarea celor patru game pentru semnalele de intrare prin modificarea rezistenţelor de reacţie R_2, R_3, R_4, R_5. Secţiunea CI_2 a comutatorului de intrare *CI* permite anularea off-setului amplificatorului operaţional pentru fiecare gamă în parte. Pentru a asigura stabilitatea şi precizia funcţionării, rezistenţele $R_1 - R_6$ sînt de tipul cu peliculă metalică, factorul lor de stabilitate cu temperatura fiind 10^{-4}/°C şi 0,5% toleranţă.

Semnalul de ieşire al amplificatorului este transmis porţii liniare PL prin intermediul repetoarelor pe emitor T_1 şi T_4, selecţionate astfel încît tensiunile bază-emitor ale acestora să se anuleze în mod reciproc, compensîndu-se variaţiile lor cu temperatura. Poarta liniară, normal deschisă, este realizată în principal de diodele $D_1 - D_4$, care conduc între două conversii succesive. Perechile de diode D_1, D_2 şi D_3, D_4 sînt selectate astfel încît tensiunile lor anod-catod să fie aceleaşi şi să aibă aceeaşi variaţie cu temperatura, obţinîndu-se în acest mod pe condensatorul de memorizare (la ieşirea porţii liniare) aceeaşi tensiune ca la ieşirea amplificatorului de intrare AI. Bucla de reacţie este realizată din repetorul $T_{31} - T_{32}$ şi rezistenţele R_2, R_3, R_4, R_5. Transistorul T_{31} este de tipul „cu efect de cîmp", pentru a asigura o rezistenţă cît mai mare în paralel pe condensatorul de memorizare C. În acest fel, C îşi modifică sarcina în timpul conversiei numai datorită curenţilor generatoarelor de curent GC_1 sau GC_2, curentul de grilă al transistorului T_{31} fiind practic neglijabil. Pentru a asigura o bună stabilitate termică buclei, transistorul T_{31} este polarizat în punctul de variaţie minimă a curentului cu temperatura, curentul prin el fiind menţinut constant de generatorul de curent T_{32}, iar rezistenţa R_7 avînd o stabilitate termică ridicată. În aceleaşi condiţii este realizat şi repetorul $T_{13} - T_{14}$, prin intermediul căruia polaritatea tensiunii de pe condensator este sesizată de discriminatorul de zero μA 710. În pauza dintre conversii interesează ieşirea „lentă" a discriminatorului, nivelul de ieşire al acestuia selectînd prin intermediul transistoarelor $T_{15} - T_{22}$ generatoarele de curent GC_1 şi GC_2, corespunzător polarităţii semnalului de pe condensatorul de memorizare C (C_1 şi C_2), care urmăreşte fidel semnalul de la intrare datorită buclei de reacţie negativă. Nivelul tensiunii în emitorul transistorului T_{23} indică polaritatea semnalului de intrare: pentru tensiuni de intrare pozitive nivelul tensiunii „de semn" este de circa 6 V, iar pentru cele negative, aproximativ 0 V.

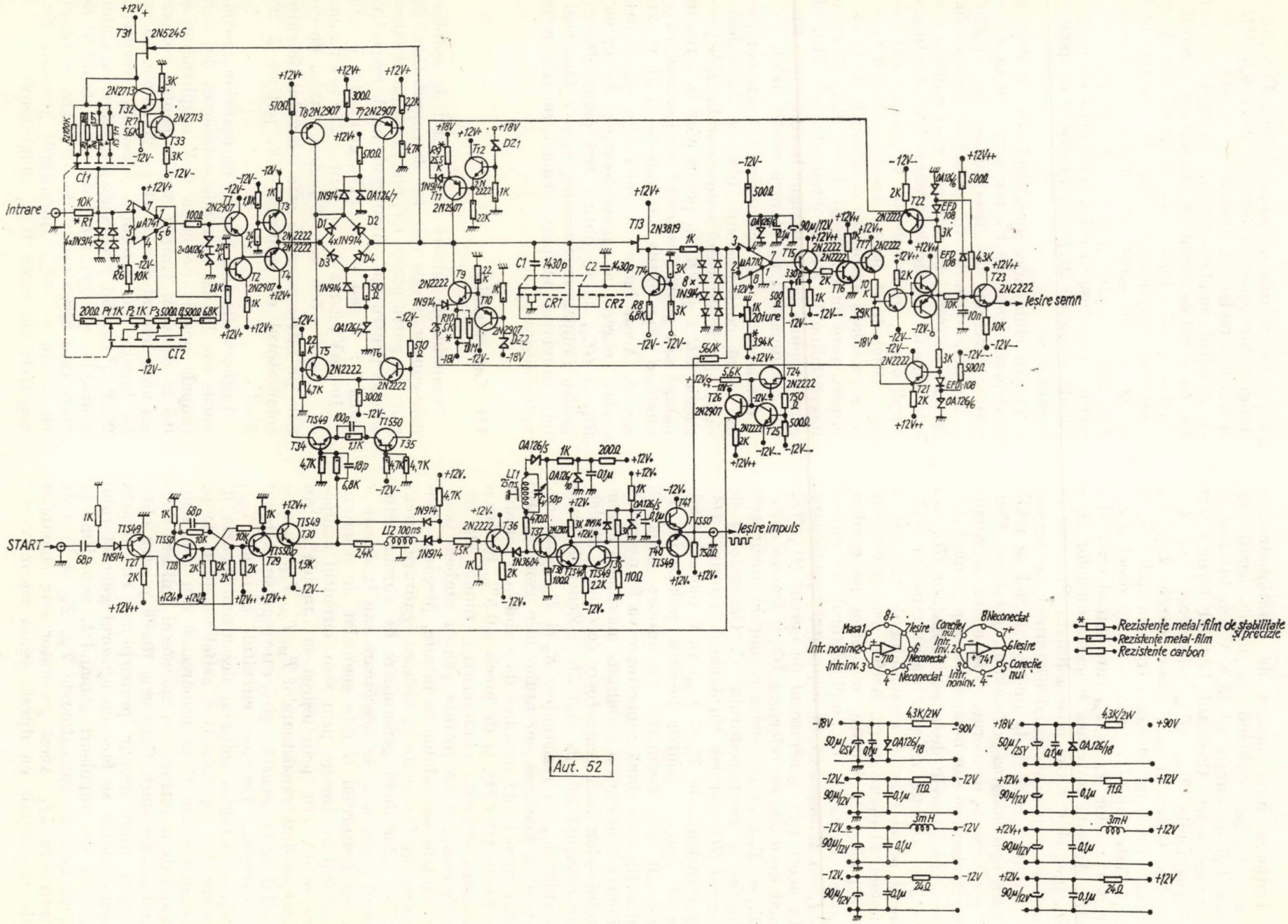

Intrare
START
Ieșire semn
Ieșire impuls
Aut. 52
Rezistențe metal-film de stabilitate și precizie
Rezistențe metal-film
Rezistențe carbon

Fig. 3

Iniţierea unui proces de eşantionare-conversie se face aplicînd un impuls pozitiv de circa 0,5 μs durată şi de 6 V amplitudine la intrarea start. Circuitul bistabil format din transistoarele T_{28}, T_{29} basculează, cu T_{29} deschis. Curentul prin transistoarele T_{34}, T_{35} creşte provocînd blocarea transistoarelor T_5 şi T_7, aflate iniţial în conducţie, şi deschiderea transistoarelor T_6 şi T_8, care iniţial erau blocate. Aceasta provoacă blocarea diodelor D_1—D_4, închizînd astfel poarta liniară PL, ceea ce produce separarea condensatorului de memorizare de circuitul de intrare. Astfel se realizează eşantionarea semnalului de intrare. Condensatorul de memorare C îşi modifică sarcina descărcîndu-se sau încărcîndu-se prin unul dintre generatoarele de curent constant GC_1 sau GC_2, în funcţie de polaritatea tensiunii existente pe el (deci a semnalului de intrare) în momentul eşantionării. Astfel, pentru un semnal pozitiv la intrare, tensiunea pe condensator, inversată de amplificatorul de intrare AI, va fi negativă în momentul eşantionării. În acest caz, generatorul de curent GC_1 (format de dioda de referinţă DZ_1 şi transistoarele T_{11} şi T_{12}) va fi deschis permiţînd încărcarea liniară a condensatorului C. Generatorul de curent GC_2 (format din dioda de referinţă DZ_2 şi transistoarele T_9 şi T_{10}) va fi blocat, rămînînd inactiv pentru această polaritate. În celălalt caz (semnalul de intrare negativ), situaţia celor două generatoare va fi inversată. Pentru a asigura o stabilitate maximă a curentului celor două generatoare de curent, diodele de referinţă folosite sînt diode Zener de mare stabilitate, iar rezistenţele R_9 şi R_{10}, care determină mărimea curentului prin generatoare, sînt cu peliculă metalică de stabilitate termică ridicată (10^{-6}/°C) şi de precizie 0,5%. Pentru a asigura simetria caracteristicii număr de canale/tensiune de intrare pentru ambele polarităţi ale semnalului de intrare, precauţii deosebite au fost luate în vederea egalizării curenţilor celor două generatoare de curent. Sfîrşitul procesului de descărcare sau încărcare a condensatorului C este semnalat de discriminatorul de trecere prin zero, circuitul comparator μA 710, prin ieşirea sa „rapidă". Prin intermediul transistoarelor T_{15}, T_{24}, T_{25}, T_{26} semnalul de la această ieşire, care reprezintă stopul conversiei, readuce circuitul bistabil T_{28}, T_{29} în situaţia iniţială, deschizînd poarta liniară PL şi permiţînd astfel tensiunii de pe condensatorul C să urmărească din nou semnalul de la intrare din momentul aplicării semnalului de start. Conversia finală pentru obţinerea unui număr proporţional cu această amplitudine se face cu ajutorul generatorului etalon de impulsuri comandat, constituit în principal de transistoarele T_{36}, T_{37} şi linia de întîrziere LI_1. Acest generator este comandat de un impuls cu durata egală cu intervalul dintre impulsurile de start şi stop. Frecvenţa impulsurilor generate este de circa 6,5 MHz şi poate fi reglată în limitele de + sau — 5% cu ajutorul condensatorului ajustabil cu aer Cv. Numărul de impulsuri generate pe o durată start-stop este indicat de numărătorul N şi reprezintă amplitudinea digitală a semnalului de la intrarea circuitului. Linia de întîrziere LI_2 este necesară pentru compensarea întîrzierilor introduse în calea de semnal de circuitul de comandă al porţii liniare şi de poarta liniară însăşi.

Pentru eliminarea incertitudinilor în decizia discriminatorului de trecere prin zero în apropierea nivelului de discriminare la sfîrşitul conversiei, datorite în principal zgomotului inerent existent, la intrarea discriminatorului este adus un impuls de curent de circa 9—10 μA amplitudine, provenit de la generatorul etalon, astfel încît panta locală a rampei liniare în imediata apropiere a nivelului de discriminare este mare. Acest lucru elimină orice incertitudine în starea circuitului μA 710, al cărui răspuns devine nesigur la viteze de variaţie a semnalului de intrare relativ mici.

Condensatorul de memorizare C este compus din două condensatoare identice ca valoare care, prin intermediul comutatorului CR (secţiunile CR 1 şi CR 2), pot fi puse în serie, în paralel sau poate fi selectat unul singur, obţinîndu-se capacităţile echivalente (1/2) C, $2C$ sau C. Acest lucru va determina ca, pentru acelaşi curent al generatoarelor de curent GC_1 şi GC_2, să se obţină trei pante diferite pentru rampele de tensiune, ceea ce face posibilă conversia aceluiaşi semnal cu trei rezoluţii diferite.

III. Caracteristici

Semnalul de intrare în circuitul de eşantionare-conversie este selectat de comutatorul de game cu patru poziţii CI, amplitudinile maxime admise pentru cele patru game fiind, respectiv, gama 1 : + sau — 50 mV; gama 2 : + sau — 100 mV; gama 3 : + sau — 250 mV; gama 4 : + sau — 500 mV. Numărul maxim de canale pe întreaga gamă este selectabil de către comutatorul de rezoluţie CR, putînd fi 2^9, 2^8, 2^7.

Iniţierea fiecărui proces de eşantionare-conversie are loc la comanda exterioară de start (impuls pozitiv de circa 6 V amplitudine şi 0,5 μs durată). Timpul maxim pentru conversia unui semnal este de 40 μs, 20 μs sau 10 μs, în funcţie de rezoluţia selectată (respectiv 2^9, 2^8, 2^7 canale). Frecvenţa generatorului etalon comandat şi sincronizat de către impulsul de start este aproximativ de 6,5 MHz, ajustabil cu + sau — 5%. Impulsurile generate sînt negative, de circa 6 V amplitudine.

Nivelul semnalului de semn este aproximativ de + 6 V pentru semnal pozitiv la intrare şi de 0 V pentru semnal negativ.

Timpul mort al convertorului, definit ca intervalul de timp după terminarea conversiei în care circuitul nu poate fi comandat, este mai mic decît 1 μs.

Neliniaritatea integrală este mai bună decît 2.10^{-3} pentru toate gamele şi se păstrează, în caz de depăşire a gamei, cu plus sau minus 25%. Neliniaritatea diferenţială (neuniformitatea lăţimii canalelor), măsurată pentru seturi de 10 canale consecutive la 10%, 50% şi 90% din gamă, este mai bună decît 3.10^{-3}. Variaţia cu temperatura a numărului de canale este mai mică decît un canal pentru un interval de circa 40°C.

IV. Concluzii

Circuitul este realizat sub forma unui circuit imprimat pe sticlotextolit, comutatoarele pentru selecţia gamelor şi a rezoluţiei fiind depuse direct pe circuitul imprimat pentru a se evita cablaje suplimentare. Filtrajele dispuse pe cele patru surse de alimentare de + 12 V, — 12 V, + 18 V, — 18 V, cum şi ecranarea corespunzătoare a circuitelor, sînt necesare pentru eliminarea efectelor parazite şi a zgomotelor care ar putea fi induse din celelalte blocuri ale instalaţiei.

Ca formă constructivă, circuitul este plasat într-un sertar cu dimensiunile 50 × 140 × 210 mm, la panou fiind aduse intrările de semnal şi start eşantionare-conversie şi comutatoarele pentru selecţia gamei şi a rezoluţiei. Alimentările sînt făcute prin conector la spatele sertarului, pe unde este prevăzută şi ieşirea generatorului etalon.

Circuitul realizat sub forma descrisă aparţine unei instalaţii complexe de prelucrare a semnalelor periodice şi de scoatere a lor de sub nivelul zgomotului prin metoda medierii.

Sub forma prezentată, circuitul este destinat prelucrării semnalelor cu variaţie continuă în timp. El poate fi însă adaptat şi pentru semnale-impuls, prevăzîndu-se înaintea etajului de amplificare un circuit lungitor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Schuster, H. J. *Eine lineare Torschaltung.* În: Nuclear instruments and methods, vol. 58, 1968, p. 179.

[2] Borchi, R. *Générateur de tensions rectangulaires à 100 MHz fronts inférieurs à 1 ns.* În: Nuclear instruments and methods, vol. 24, 1963, p. 123.

Dr. doc. ing. CONSTANTIN BELEA şi ing. D. NICOLAE

Compoziţia sistemelor multiple

1. Concepte de bază

Conceptul de stare este strîns legat de proprietatea de separabilitate şi uşurează mult studiul sistemelor decompozabile, în care se pot pune în evidenţă răspunsul la intrare nulă sau la excitaţie internă şi răspunsul la stare nulă sau la excitaţie externă. Condiţii suplimentare de liniaritate şi invarianţă în timp împing şi mai departe aceste facilităţi pînă la algebrizarea completă a schemelor sau structurilor de sisteme dinamice, continue sau discrete. Alte concepte generale ale teoriei sistemelor , care permit abordarea axiomatică şi formalizarea algebrică a sistemelor, se găsesc în literatură [1, 2, 6, 8, 9].

Toate acestea vin în întîmpinarea unui alt deziderat al inginerilor, acela de a lucra în limbajul blocurilor [3]. Fie că un sistem simplu sau multivariabil este format în mod natural din blocuri distincte, fie că se face o partiţie a sa pentru a uşura studiul, este deosebit de important să se cunoască interdependenţa dintre proprietăţile dorite ale sistemului în ansamblu (stabilitate, calitate, controlabilitate observabilitate, măsurabilitate, fiabilitate, adaptabilitate, optimalitate etc.) şi proprietăţile obiectelor ca elemente componente.

Considerînd sistemele multivariabile formate din blocuri simple şi multiple (multivariabile), legate în diverse moduri posibile, vom spune că avem diverse structuri de sisteme. Prin structură vom înţelege blocurile componente şi legăturile dintre acestea, care le ordonează într-un mod determinat formînd un sistem.

Structura delimitează cadrul funcţional în care se realizează funcţiile ce urmează a fi îndeplinite de către sistemul considerat. Valorificarea structurii se face prin programe de funcţionare acceptate în acest cadru. Structura şi programul sînt laturile dialectice calitativ-cantitative ale funcţionalităţii unui sistem sau a unei clase de sisteme.

Introducerea sau implementarea unui program într-o structură dată (inclusiv a unui program de modificare sau adaptare a structurii şi valorificare a ei în noua formă) se finalizează cu realizarea unui obiectiv. Raporturile dintre structură, program şi obiectiv generează problemele generale ale teoriei sistemelor, dintre care sînt date în tabela 1, sub formă

de scheme cauzale, numai trei clase de probleme [4].

Tabela 1

Problema	Datele	Cauzalitatea	Soluţia
1. Analiza sistemului	structura şi programul	⟶	obiectivul care se realizează
2. Sinteza structurii (inclusiv identificarea structurală şi parametrii)	programul şi obiectivul urmărit	⟶	structura şi parametrii ei
3. Sinteza comenzii sau conducerii	structura şi obiectivul urmărit	⟶	programul de acţiune

Asemenea probleme apar în mod natural atunci cînd se porneşte, ca de obicei, la realizarea unor sisteme complexe din subsisteme, realizarea acestora din blocuri multiple, a blocurilor multiple din blocuri simple etc.

În lucrarea de faţă ne propunem să prezentăm cîteva proprietăţi de compoziţie ale sistemelor multiple, continue, care privesc îndeosebi răspunsul dinamic al sistemelor compuse ca funcţie de răspunsul dinamic al blocurilor componente. Studiul se poate extinde şi la alte aspecte calitative mai complexe, cum sînt optimalitatea, adaptabilitatea, fiabilitatea etc.

2. Descrierea matricial-vectorială în real şi complex a blocurilor şi sistemelor multiple

Cele două forme principale de descriere a sistemelor multiple sînt:

a) Descrierea internă prin variabile de stare:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\ x(t) + B\ u(t), \\ y(t) &= C\ x(t) + D\,u(t), \end{aligned} \tag{1}$$

în care:

$x(t)$ este vectorul de stare $n \times l$ la momentul t;
$u(t)$ — vectorul de intrare $m \times l$;
$y(t)$ — vectorul de ieşire $l \times l$;
A — matrice reală constantă $n \times n$;
B — matrice reală constantă $n \times m$;
C — matrice reală constantă $l \times m$;
D — matrice reală constantă $l \times m$.

b) Descrierea externă intrare-ieşire:

$$L\,(p)\ y(t) = M\,(p)\ u(t), \tag{2}$$

în care $u(t)$ şi $y(t)$ au aceeaşi semnificaţie din (1), $L(p)$ şi $M(p)$ sînt matrice $l \times l$ şi $l \times m$, ale căror elemente $l_{ij}(p)$ şi $m_{ij}(p)$ sînt polinoame de grad finit în operatorul de derivare $p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$ cu coeficienţi reali şi constanţi. Se va presupune că $L(p)$ nu este matrice identic nulă şi că admite inversa $L^{-1}(p)$.

Pentru simplificarea scrierii vom mai folosi notaţiile [3]:

$$S = S\,(A,\ B,\ C,\ D) \tag{3}$$

pentru descrierea (1), respectiv:

$$S = S\,(L,\ M) \tag{4}$$

pentru descrierea (2).

3. Descrierea internă

Răspunsul $y(t)$ la ieşirea sistemului (1), care la momentul $t = 0_-$ se află în starea $x(0_-)$ şi este acţionat la intrare prin comanda $u(t)$, are expresia [4]:

$$y(t) = G(t)\ x(0_-) + \int_0^t H(t-\theta)\,u(\theta)\,\mathrm{d}\theta, \tag{5}$$

în care $G(t)$ este matricea funcţiilor de bază, cu dimensiunile $l \times n$ şi de rang l, iar $H(t)$ — matricea pondere $l \times m$.

Pentru variabilele de stare avem de asemenea o formulă completă de convoluţie:

$$x(t) = F(t)\ x\,(0_-) + \int_0^t \overline{H}\,(t-\theta)\,u\,(\theta)\,\mathrm{d}\theta, \tag{6}$$

unde $F(t)$ este matricea fundamentală sau de tranziţie a stărilor, definită prin ecuaţia:

$$\dot{F}(t) = AF(t) \qquad F(0) = I \tag{7}$$

care conduce la soluţia:

$$F(t) = \mathrm{e}^{At}, \tag{8}$$

iar $\overline{H}(t)$ este răspunsul la impuls al stării:

$$\overline{H}(t) = F(t)\ B\ 1\ (t). \tag{9}$$

În ecuaţiile (7) şi (9) s-au folosit notaţia I pentru matricea unitate $n \times n$ şi notaţia $1(t)$ pentru treapta unitară.

Menţionăm de asemenea relaţiile cunoscute:

$$A = \dot{F}(0),\ B = \overline{H}(0_+),\ C = G(0). \tag{10}$$

Integralele de convoluţie (5) şi (6) devin relaţii algebrice în limbajul transformării Laplace:

$$\begin{aligned} Y(s) &= G(s)\ x(0_-) + H(s)\ U(s), \\ X(s) &= F(s)\ x(0_-) + \overline{H}(s)\ U(s). \end{aligned} \tag{11}$$

După cîteva transformări simple, din ecuaţiile (1) şi (7) se obţin imaginile pentru :
— matricea fundamentală :

$$F(s) = (sI - A)^{-1}; \tag{12}$$

— matricea funcţiilor de bază :

$$G(s) = CF(s); \tag{13}$$

— matricea de transfer :

$$H(s) = CF(s)\,B + D. \tag{14}$$

Pentru descrierea (11) se va mai folosi notaţia prescurtată :

$$S = S(F, G, H). \tag{15}$$

4. Compoziţia şi decompoziţia în descriere internă

Problema care se urmăreşte acum poate fi formulată astfel : cunoscînd elementele descrierii interne $S_i(A_i,\ B_i,\ C_i,\ D_i)$ ale blocurilor B_i din structura unui sistem dat, precum şi matricele $F_i(s)$, $G_i(s)$, $H_i(s)$, să se determine elementele corespondente ale sistemului. Dacă nu intrăm în structura blocurilor, care de asemenea poate face obiectul unor probleme de acest tip [5], pentru determinarea elementelor A, B, C, D şi $F(s)$, $G(s)$, $H(s)$ ale sistemului este suficient să se cunoască relaţiile de compoziţie pentru conexiunile uzuale de blocuri : paralelă, serie şi paralel opusă. Această problemă a fost rezolvată parţial în lucrarea [7]. Se dă aici o rezolvare completă.

Pentru conexiunea paralelă a două blocuri B_1, B_2 cu :

$$S_i\ (A_i,\ B_i,\ C_i,\ D_i),\ S_i\ (F_i,\ G_i,\ H_i), i = 1, 2,$$

în care pentru blocul rezultant se adoptă starea $x = \text{col}\ (x_1,\ x_2)$, s-au stabilit relaţiile de compoziţie :

$$A = \text{diag}\ (A_1,\ A_2),\ B = \text{col}\ (B_1,\ B_2),$$

$$C = \text{lin}\ (C_1,\ C_2),\ D = D_1 + D_2, \tag{16}$$

$$F(s) = \text{diag}\,(F_1(s), F_2(s)),\ G(s) = \text{lin}\,(G_1(s), G_2(s))$$

$$H(s) = H_1(s) + H_2(s). \tag{17}$$

Pentru conexiunea serie B_1 urmat de B_2 în sensul parcurgerii semnalelor, cu aceeaşi stare se obţin formulele de compoziţie :

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ B_2C_1 & A_2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2C_1 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} C = [D_2C_1\ \ C_2] \\ D = D_2D_1 \end{matrix} \tag{18}$$

$$F(s) = \begin{bmatrix} F_1(s) & 0 \\ F_2(s)\ B_2C_1F_1(s) & F_2(s) \end{bmatrix}$$

$$G(s) = [H_2(s)\ \ G_1(s) \quad G_2(s)] \tag{19}$$

$$H(s) = H_2(s)\,H_1(s).$$

Pentru conexiunea paralel opusă (B_1 în circuit direct şi B_2 în legătură inversă aditivă), relaţiile sînt mai complicate (aceeaşi stare de compoziţie) :

$$A = \begin{bmatrix} A_1 + B_1D_2\,(I - D_1D_2)^{-1}\,C_1 & B_1C_2 + B_1D_2\,(I - D_1D_2)^{-1}\,D_1C_2 \\ B_2(I - D_1D_2)^{-1}C_1 & A_2 + B_2(I - D_1D_2)^{-1}\,D_1C_2 \end{bmatrix} \tag{20}$$

$$B = \begin{bmatrix} B_1 + B_1D_2\,(I - D_1D_2)^{-1}\,D_1 \\ B_2\,(I - D_1D_2)^{-1}\,D_1 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} C = (I - D_1D_2)^{-1}\,[C_1\ \ D_1\ C_2] \\ D = (I - D_1D_2)^{-1}\,D_1 \end{matrix}$$

$$F(s) = \begin{bmatrix} F_1(s)\,[I + B_1H_2(s)(I - H_1(s)H_2(s))^{-1}C_1F_1(s) & F_1(s)B_1[I + H_2(s)(I - H_1(s)H_2(s))^{-1}H_1(s)]C_2F_2(s) \\ F_2(s)\ \ B_2\ \ (I - H_1\ (s)\,H_2\,(s))^{-1}\,C_1F_1\,(s) & F_2(s)[I - B_2(I - H_1(s)\ \ H_2(s))^{-1}H_1\ (s)\ \ \ C_2F_2\,(s)] \end{bmatrix}$$

$$G(s) = (I - H_1\,(s)H_2(s))^{-1}\,[C_1F_1(s)\ H_1(s)\ C_2\,F_2(s)]$$

$$H(s) = (I - H_1\ (s)\ H_2(s))^{-1}H_1\ (s). \tag{21}$$

Relaţiile (16 — (21) descriu complet, în sistemul de variabile de stare dat, mişcarea în conexiunile menţionate, indiferent dacă elementele conexiunilor sau conexiunile în ansamblu nu sînt complet controlabile şi complet observabile.

Relaţiile de compoziţie (16) — (21), prin folosiri repetate corespunzînd conexiunilor din sistemele multiple, permit să se formeze elementele $S(A, B, C, D)$ şi $S(F, G, H)$ la nivelul întregului sistem. Reciproc, dacă este posibilă o decompoziţie sau o descentralizare etapă cu etapă a elementelor de sinteză A, B, C, D, F, G, H, aşa cum o cer formulele menţionate, se poate realiza decompoziţia sistemelor complexe în subsisteme şi blocuri mai simple.

5. Compoziţia şi decompoziţia în descriere externă

Descrierea externă (2) urmăreşte numai relaţiile directe intrare-ieşire, fără a intra în structura transformărilor interne prin care

intrarea u generează ieşirea y. Ecuaţia operaţională (2) descrie complet sistemul, dar matricea de transfer care rezultă din aceasta:

$$H(s) = L^{-1}(s)\ M(s) \qquad (22)$$

descrie numai partea complet controlabilă şi complet observabilă [8]. La rîndul ei descrierea (22) poate fi realizată printr-o descriere internă (1) complet controlabilă şi complet observabilă [8, 9]. Nu intrăm în detalii privind reductibilitatea matricei (22) şi tehnicile de realizare minimală a acesteia [10, 9, 8]. Dintre cele mai accesibile algoritme menţionăm totuşi pe cel descris în [8], bazat pe triunghiularizarea matricei $L(p)$.

În cele ce urmează vom prezenta cîteva relaţii de compoziţie externă care stabilesc numai legăturile dintre matricele de transfer ale blocurilor conexiunilor [11].

Între două blocuri multiple se pot realiza conexiunile paralel, serie sau paralel opusă, pentru care relaţiile de compoziţie (prezentate şi mai sus) sînt:

$$H(s)=H_1(s)+H_2(s),\quad H(s)=H_2(s)\,H_1(s),$$

$$H(s)=[I-H_1(s)\,H_2(s)]^{-1}H_1(s). \qquad (23)$$

Cu creşterea numărului de blocuri cresc şi posibilităţile de interconectare a acestora. De exemplu, din trei blocuri, dacă nu se iau în considerare conexiunile serie, paralelă şi mixtă ale acestora, se pot forma două grupe de conexiuni. Prima grupă este formată din două blocuri B_1, B_2 în conexiune directă (paralele) şi un bloc B_3 în conexiune paralel opusă. A doua grupă va cuprinde un bloc B_1 în conexiune directă intrare-ieşire, iar blocurile B_2 şi B_3 vor fi legate în conexiuni paralel opuse. Cu patru blocuri se poate obţine o varietate şi mai largă de conexiuni.

Vom considera numai conexiunile formate din trei blocuri în cele două variante menţionate mai sus şi numai descrierea externă (prin matrice de transfer) a conexiunilor. Prin aceasta se vor obţine, evident, scheme echivalente la stare nulă, cu funcţiile lor de transfer.

În figura 1, *a*, *b*, *c* şi *d* se dau cele patru posibilităţi nebanale de conexiuni din grupa I: conexiune paralel opusă interioară, conexiune paralel opusă exterioară, conexiune paralel opusă amonte şi conexiune paralel opusă. În schemele graf, blocurile B_1, B_2 şi B_3 sînt reprezentate prin matricele lor de transfer $H_1(s)$, $H_2(s)$ şi $H_3(s)$. Respectînd ordinea de prezentare şi numerotare a acestor conexiuni, matricele lor de transfer echivalente sînt:

$$H(s) = \{I - [H_1(s) + H_2(s)]\,H_3(s)\}^{-1}[H_1(s)+ + H_2(s)] \qquad (24,\ a)$$

pentru figura 1, *a*;

$$H(s) = H_2(s) + [I - H_1(s)\,H_2(s)]^{-1}H_1(s) \qquad (24,\ b)$$

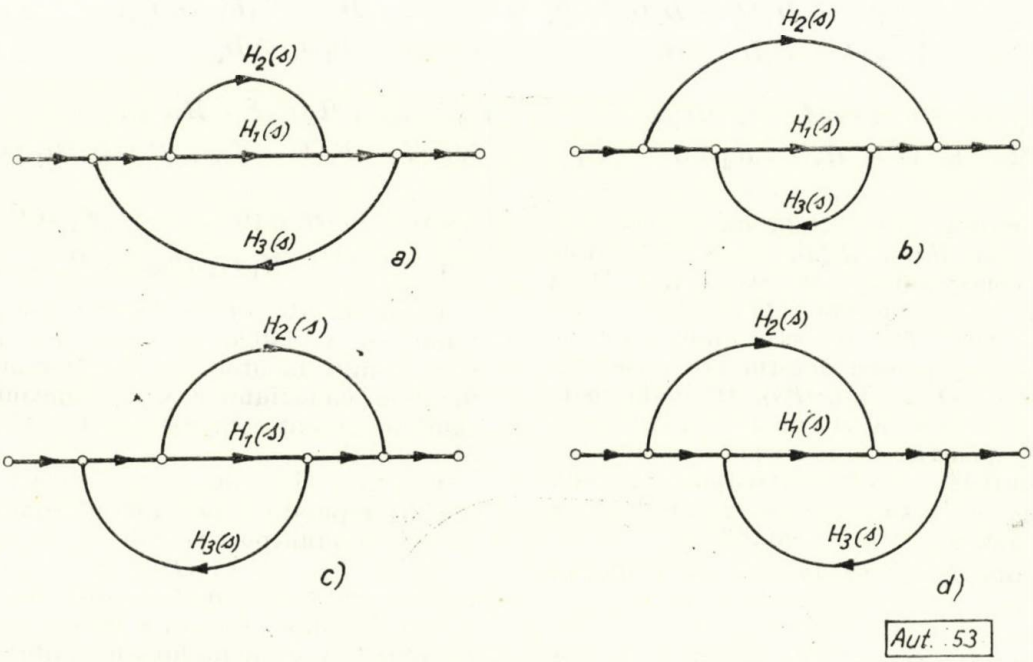


Fig. 1

pentru figura 1, *b*;

$$H(s) = [I - H_2(s)\,H_1^{-1}(s)] \qquad (24,\ c)$$

pentru figura 1, *c* şi:

$$H(s) = H_2(s) + [I - H_1(s)\,H_3(s)]^{-1}H_1(s)\,[I+ + H_3(s)\,H_2(s)] \qquad (24,\ d)$$

pentru figura 1, *d*.

Pentru grupa a II-a de conexiuni, formată dintr-un bloc direct intrare-ieşire B_1 şi două blocuri paralel opuse B_2 şi B_3, reprezentate în figura 2, *a*, *b*, *c*, prin matricele lor de transfer sub formă de graf, se obţin următoarele matrice de transfer :

$$H(s) = \{I - H_1(s)\,[H_2(s) + H_3(s)]\}^{-1} H_1(s) \quad (25, \text{a})$$

pentru figura 2, *a* ;

$$H(s) = H_1(s)\,[I - H_2(s)\,H_1(s) - H_3(s)]^{-1} \quad (25, \text{b})$$

pentru figura 2, *b* şi :

$$H(s) = [I - H_1(s)\,H_2(s) - H_3(s)]^{-1} H_1(s) \quad (25, \text{c})$$

pentru figura 2, *c*.

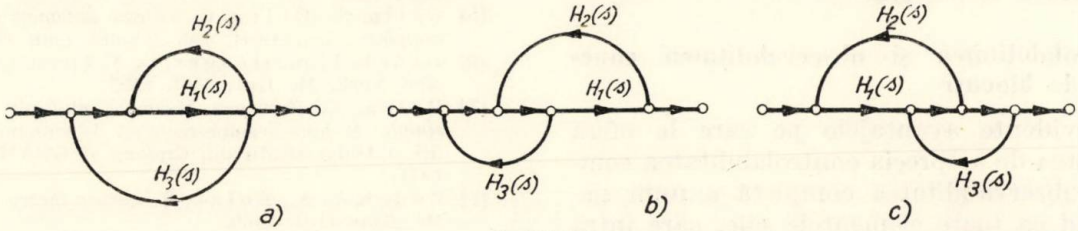


Fig. 2

Pentru obţinerea matricelor de transfer ale acestor conexiuni s-au folosit următoarele transformări simple :

$$H(s) = [H_1''(s) + H_2''(s)]\,[I - H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1} H_1'(s) =$$

$$= \{H_1''(s)\,[I - H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1} + H_2''(s)\,[I -$$

$$- H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1}\,H_1^1(s)$$

care conduc la echivalenţa schemelor din figura 3, a şi b ;

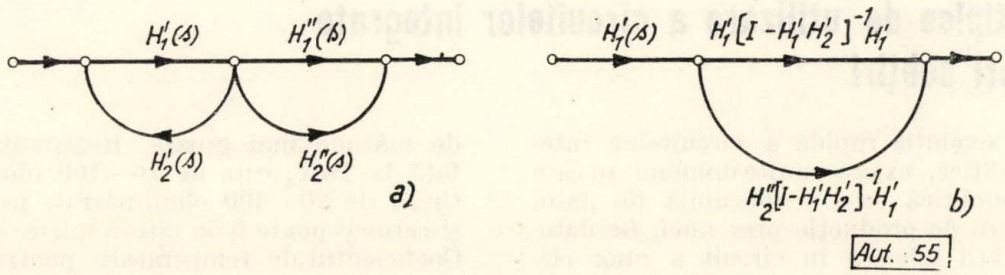


Fig. 3

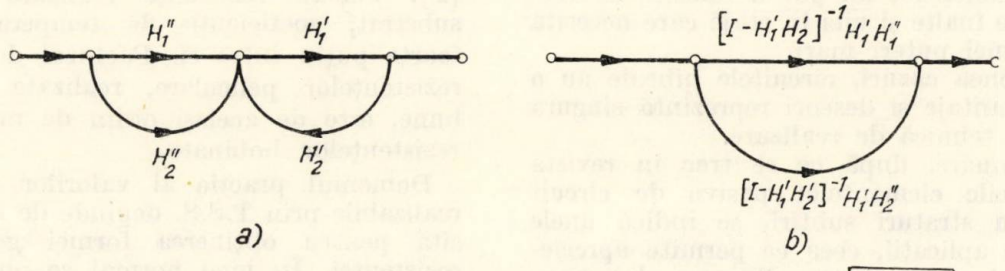


Fig. 4

În algebra structurală şi în analiza sistemelor dinamice se lucrează mult mai uşor cu legături paralele directe şi de aceea se procedează frecvent la înlocuirea conexiunilor paralel opuse cu legături paralele directe. Figura 3, *a* şi 3, *b* ilustrează o astfel de reducere cu modificările ce intervin asupra matricelor de transfer. Figura 4, *a* şi 4, *b* prezintă de asemenea două scheme echivalente pentru cazul legăturilor paralel opuse în aval.

$$H(s) = [I - H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1} H_1'(s)\,[H_1''(s) + H_2''(s)] =$$

$$= [I - H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1} H_1'(s)\,H_1''(s) +$$

$$+ [I - H_1'(s)\,H_2'(s)]^{-1} H_1'(s)\,H_2'(s)$$

pentru schemele din figura 4, *a* şi *b*.

Menţionăm încă o dată că toate transformările de la § 5 realizează numai echivalenţa la stare iniţială nulă şi nu echivalenţa generală dintre blocul cu matricea de transfer $H(s)$ şi conexiunea respectivă.

6. Controlabilitatea şi observabilitatea conexiunilor de blocuri

Sînt evidente avantajele pe care le oferă posibilitatea de a aprecia controlabilitatea completă şi observabilitatea completă a unui sistem ştiind că toate elementele sale, care intră în conexiuni determinate, sînt complet controlabile şi complet observabile. Condiţiile de controlabilitate completă şi observabilitate completă pentru conexiunile paralelă, serie şi paralel opusă de două blocuri multiple se pot găsi în [12, 13], inclusiv aspecte de stabilitate şi identificare a stării [14].

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor.* În: Automatica şi Electronica , nr. 3, 1971.

[2] Athans, M., Falb, P. L. *Optimal control.* New York, Mc. Graw Hill, 1966.

[3] Popov, V. M. *Hiperstabilitatea sistemelor automate.* Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1966.

[4] Belea C. *Probleme actuale ale utilizării calculatoarelor.* Referatele simpozionului „Utilizarea calculatoarelor electronice în proiectare şi cercetare", Ploieşti, 1971.

[5] Călin, S., Belea, C. *Sisteme automate cu structură complexă.* Bucureşti, Ed. tehnică (sub tipar), 1972.

[6] Zadeh, L. A., Desoer, C. A. *Linear system theory.* New York, Mc Graw-Hill, 1963.

[7] Belea, C. *Formarea blocurilor multiple din blocuri simple.* A doua sesiune comună de comunicări ştiinţifice a Universităţii din Craiova şi GUAME, Craiova, 1971.

[8] Zadeh, L. A., Polak, E. *System theory.* New York, Mc. Graw-Hill, 1969.

[9] Kalman, R. E., Falb, P. L., Arbib, M. A. *Topics in mathematical system theory* . New York, Mc Graw-Hill, 1970.

[10] Popov, V. M. *Invarianţii sistemelor multiple.* Memoriile Institutului de energetică al Acad. R.S.R., Bucureşti, 1968.

[11] Morozovski, V. T. *Mnogosviazannie sistemi avtomaticeskogo regulirovania.* Moscova, Energhia, 1970.

[12] Chen Chi-Tsong, Desoer, C. A. *Controlability and observability of composite systems.* În: IEEE trans. automatic control, vol. AC-12, nr. 4, 1967.

[13] Desoer, C. A., Cher Chi-Tsong. *Controlability and observability of feedback systems.* În: IEEE trans. automatic control, vol. AC-12, nr. 4, 1967.

[14] Wonham, W. M. *On pole assignment in multi-input controlable linear systems.* În: IEEE trans. automatic control, vol. AC-12, nr. 6, 1967.

Ing. ANCA-MANUELA MANOLESCU

Domenii tipice de utilizare a circuitelor integrate cu straturi subţiri

Cu toată evoluţia rapidă a circuitelor integrate monolitice, există multe domenii în care tehnica monolitică este neaplicabilă fie datorită unor serii de producţie prea mici, fie datorită necesităţii folosirii în circuit a unor elemente neintegrabile. De asemenea, circuitele integrate monolitice nu pot fi folosite la frecvenţe foarte înalte şi nici în etaje care necesită disiparea unei puteri mari.

În asemenea cazuri, circuitele hibride au o serie de avantaje şi deseori reprezintă singura posibilitate tehnică de realizare.

În continuare, după ce se trec în revistă caracteristicile elementelor pasive de circuit realizate cu straturi subţiri, se indică unele domenii de aplicaţii, ceea ce permite aprecierea stadiului actual de dezvoltare pe plan mondial a acestei tehnologii microelectronice moderne, în plină evoluţie [7].

I. Caracteristicile elementelor pasive de circuit realizate cu straturi subţiri

1. *Rezistenţe*

Cele mai multe rezistenţe cu straturi subţiri au grosimi cuprinse între 50 şi 500 Å; rezistenţele realizate din cermeţi sînt cu un ordin de mărime mai groase. Rezistenţa de suprafaţă la TaN_2 este de 10—100 ohmi/pătrat, la Cr-Ni de 20—400 ohmi/pătrat, pe cînd la Ta şi cermeţi poate fi de cîteva mii de ohmi/pătrat. Coeficientul de temperatură pentru TaN_2 este de 70.10^{-6}/°C, iar la Cr-Ni între $\pm 50.10^{-6}$/°C [2]. Pentru rezistenţe realizate pe acelaşi substrat, coeficienţii de temperatură diferă foarte puţin între ei. Factorul de zgomot al rezistenţelor peliculare, realizate în condiţii bune, este de acelaşi ordin de mărime ca al rezistenţelor bobinate.

Domeniul practic al valorilor rezistenţelor realizabile prin T.S.S. depinde de metoda folosită pentru obţinerea formei geometrice a rezistenţei. În mod normal se obţin domenii între 0,1 şi 1 000 de ori rezistenţa de suprafaţă. Pentru o lăţime foarte mică a rezistenţei, realizabilă fie prin decapare selectivă sau prin mascare prin contact, se poate lărgi domeniul pînă la 200 000 ori rezistenţa de suprafaţă [6].

Toleranţa absolută a rezistenţelor cu straturi subţiri este compusă din toleranţa cu care se poate obţine o anumită rezistenţă de supra-

faţă la care se adaugă toleranţa de realizare a dimensiunilor geometrice.

Cu oarecare exigenţă, rezistenţele peliculare pot fi realizate cu precizia de $\pm 2-3\%$. Lăţimea minimă a traseului respectiv este de

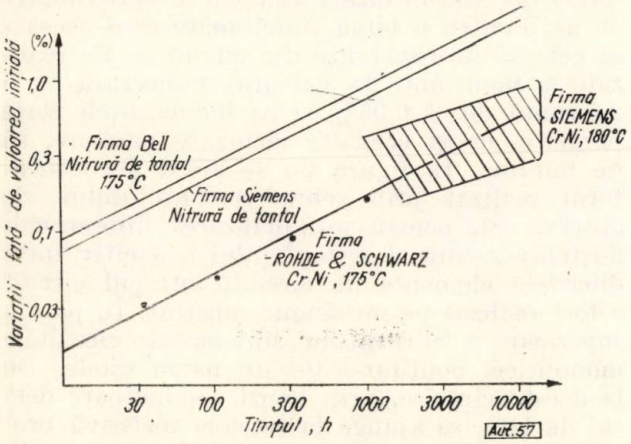


Fig. 1. Modificarea valorii rezistenţelor cu straturi subţiri în timp.

50 μ şi poate fi obţinută cu o precizie de $1-2\%$. Rezultă deci că toleranţa absolută de realizare a rezistenţelor peliculare este de $\pm 5\%$. Toleranţele relative ale rezistenţelor obţinute pe acelaşi substrat sînt de $1-2\%$. Dacă sînt necesare toleranţe mai strînse, se recurge la o ajustare individuală a rezistenţelor [8].

Rezistenţele peliculare sînt caracterizate printr-o foarte bună stabilitate în timp, după cum se vede în figura 1. Materialul cel mai stabil pentru fabricarea rezistenţelor este nitrura de tantal. Stadiul actual al tehnicii permite obţinerea unei stabilităţi de 0,1% în 15 ani fără încălzire şi de 1% în acelaşi interval, pentru o disipaţie de 1 W/cm^2 la o temperatură ambiantă de 70°C [4].

2. *Condensatoare*

Tensiunea de străpungere a dielectricilor folosiţi la condensatoarele cu straturi subţiri este în jur de 10^6-10^7 V/cm, iar tensiunea de lucru se ia de $0,1-0,2$ ori mai mică. De aceea, pentru obţinerea tensiunilor de lucru necesare circuitelor cu dispozitive semiconductoare, grosimea stratului dielectric trebuie să fie de $0,1-1\mu$. În funcţie de grosimea dielectricului şi de constanta sa dielectrică, pe o suprafaţă de 1 mm^2, se pot obţine condensatoare între 30 şi 2 000 pF. Condensatoarele de capacitate mare realizate prin tehnologia straturilor subţiri ocupă mult loc şi de aceea de obicei ele se ataşează circuitului hibrid sub formă de elemente discrete [3].

În literatura de specialitate sînt date puţine rezultate experimentale referitoare la comportarea în timp a condensatoarelor peliculare. Din rezultatele comunicate de firma Bell rezultă că condensatoarele cu oxid de tantal sînt foarte stabile în timp, avînd variaţii mai mici decît 1% după 6 000 de ore de funcţionare la o tensiune de 20% din tensiunea de anodizare şi la temperatura de 85°C.

Pentru realizarea unor condensatoare de bună calitate trebuie să se îndeplinească anumite condiţii : o curăţenie riguroasă, lipsa completă a prafului, folosirea unor materiale de realizare şi conectare în circuit cît mai pure. Condensatoarele cu straturi subţiri trebuie protejate contra umezelii.

3. *Conductoare şi inductoare*

Traseele conductoare trebuie să aibă rezistenţe de suprafaţă cît mai mici, ceea ce s-ar putea obţine prin depunerea unor straturi de Au, Cu sau Al avînd o grosime de cîţiva microni. Deoarece depunerea unor straturi atît de groase este o problemă complicată, se recurge de obicei la o altă soluţie : prin evaporare sau pulverizare se depun traseele conductoare avînd o grosime maximă de 1 μ, ceea ce corespunde unei rezistenţe de suprafaţă cuprinse între 100 şi 300 ohmi/pătrat. Pentru mărirea conductanţei, aceste straturi se îngroaşă fie prin depunere electrochimică, fie prin introducerea într-o baie cu cositor care poate acoperi numai zonele de interes. Astfel se pot obţine rezistenţe de suprafaţă de cîţiva miliohmi/pătrat.

Traseele conductoare astfel realizate trebuie să îndeplinească următoarele cerinţe [9] :

— să permită lipirea prin cositorire ;

— să permită sudarea prin termocompresiune şi ultrasunete ;

— să permită lipirea eutectică a semiconductoarelor acolo unde este nevoie ; în acest caz trebuie ca conductorul să fie realizat din aur avînd o grosime minimă de 2 μ şi să nu conţină impurităţi importante pentru a nu produce o dotare suplimentară şi necontrolabilă ;

— să aibă o aderenţă mai mare decît 1 kg/mm^2.

Aceste cerinţe sînt în general compatibile între ele.

Din traseele conductoare astfel realizabile se pot face şi bobine plane avînd o inductanţă pînă la 1 μH şi un factor de calitate în jur de 50. Aceste bobine pot fi folosite în circuitele de înaltă frecvenţă.

II. Domenii tipice de aplicaţii ale T.S.S. în microelectronică

1. *Componente discrete*

Rezistenţele şi condensatoarele realizate prin T.S.S. pot fi folosite ca elemente discrete de performanţe foarte bune : toleranţe mai mici decît 0,1%, coeficienţi de temperatură mai mici decît $\pm 25.10^{-6}$/°C, stabilitate în timp mai bună decît 10^{-4} în 1 000 de ore.

Se fac la scară industrială rezistenţe peliculare prin pulverizarea nitrurii de tantal pe

plăcuţe în care s-au realizat în prealabil, prin presare, meandre avînd secţiunea în formă de V. După aplicarea unui tratament de îmbătrînire se ajustează rezistenţa la valoarea dorită prin rectificarea părţii superioare. În mod asemănător se pot realiza şi condensatoare plane de volum foarte mic, datorită constantelor dielectrice mari ale dielectricilor uzuali folosiţi în T.S.S. [4].

2. *Reţele de rezistenţe*

Un alt domeniu de aplicare a T.S.S. este realizarea de reţele rezistive utilizabile ca divizoare de tensiune, atenuatoare şi decodificatoare digital — analoge. În aceste cazuri este

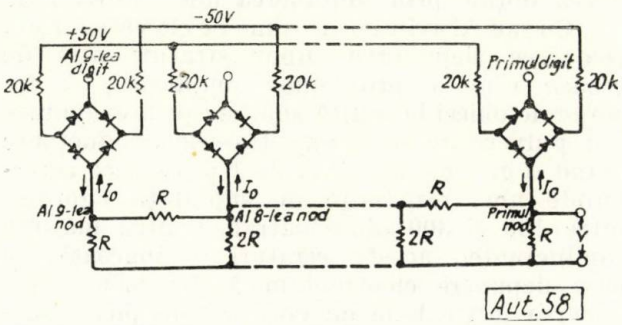


Fig. 2a. Schema unui decodificator digital analog.

de dorit ca rezistenţele folosite să fie cît mai precise şi să aibă caracteristici identice; acestea pot fi realizate foarte uşor prin tehnologia straturilor subţiri [10] datorită faptului că toate rezistenţele sînt fabricate simultan, în cadrul aceluiaşi proces tehnologic. În plus, deoarece rezistenţele astfel realizate sînt concentrate într-un volum foarte mic, ele sînt toate la aceeaşi temperatură, ceea ce este foarte important din punct de vedere al îmbătrînirii. Ca exemplu [1] în figura 2a se dă schema unui decodificator digital analog care lucrează la 12 MHz şi care converteşte informaţia din forma digitală în formă analogă în aproximativ 80 ns. Pentru o bună funcţionare este necesar ca cele 35 de rezistenţe din circuit să fie realizate şi menţinute la valoarea proiectată cu o toleranţă de $\pm$ 0,05% şi ca inductanţele serie parazite, ca şi celelalte elemente parazite, să fie minime. În figura 2b se arată decodificatorul realizat prin tehnologia tantalului. Se observă că, pentru minimalizarea diferenţelor de temperatură şi a cuplajului capacitiv între diferitele elemente de circuit, întregul circuit a fost realizat pe un singur substrat. În partea superioară a substratului sînt plasate circuitele monolitice, conţinînd fiecare patru diode. De la aceste circuite, prin benzi conductoare destul de late, se ajunge la reţeaua rezistivă propriu-zisă situată în partea inferioară a substratului. La dreapta şi la stînga benzilor conductoare se află rezistenţele legate la cele două surse de alimentare.

Performanţele decodificatorului realizat prin T.S.S. sînt foarte apropiate de cele calculate. T.S.S. folosită pentru realizarea acestui circuit este singura care permite obţinerea performanţelor impuse.

3. *Reţele de rezistenţe şi condensatoare*

Deoarece tehnologia straturilor subţiri optimizează producerea elementelor pasive de cir-

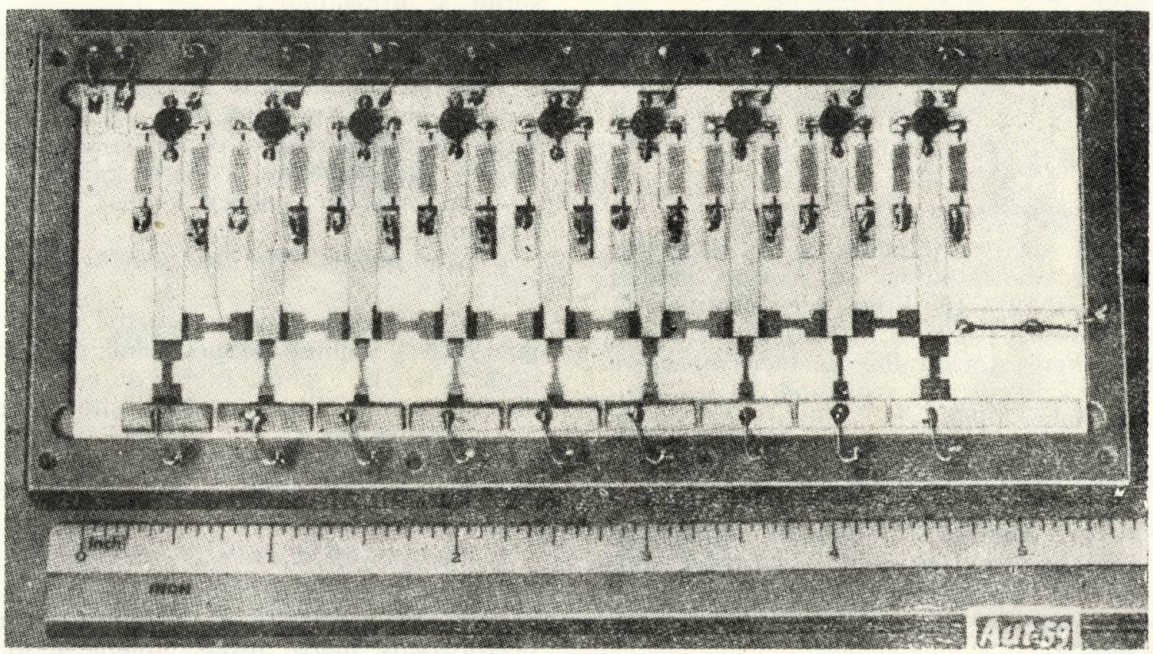


Fig. 2b. Realizarea experimentală a decodificatorului digital-analog prin tehnologia straturilor subţiri.

cuit, ea se pretează perfect la realizarea filtrelor pasive RC de diferite tipuri [10]. Toleranţele foarte bune obţinute la realizarea rezis-

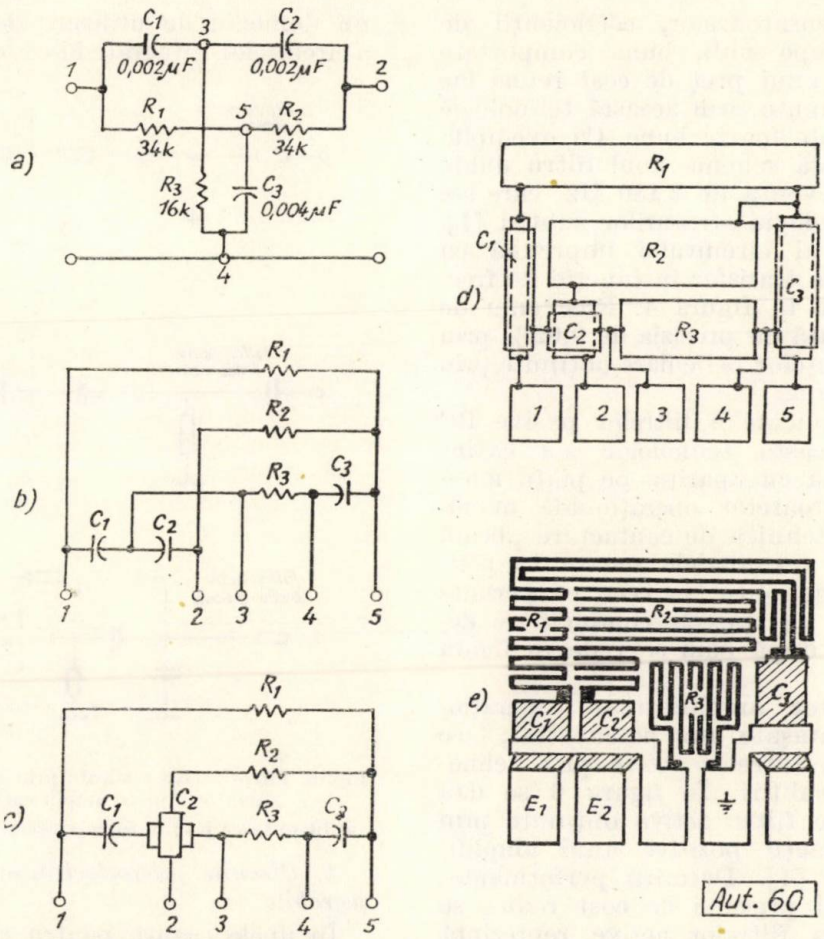


Fig. 3. Schema electrică a unui circuit dublu T.

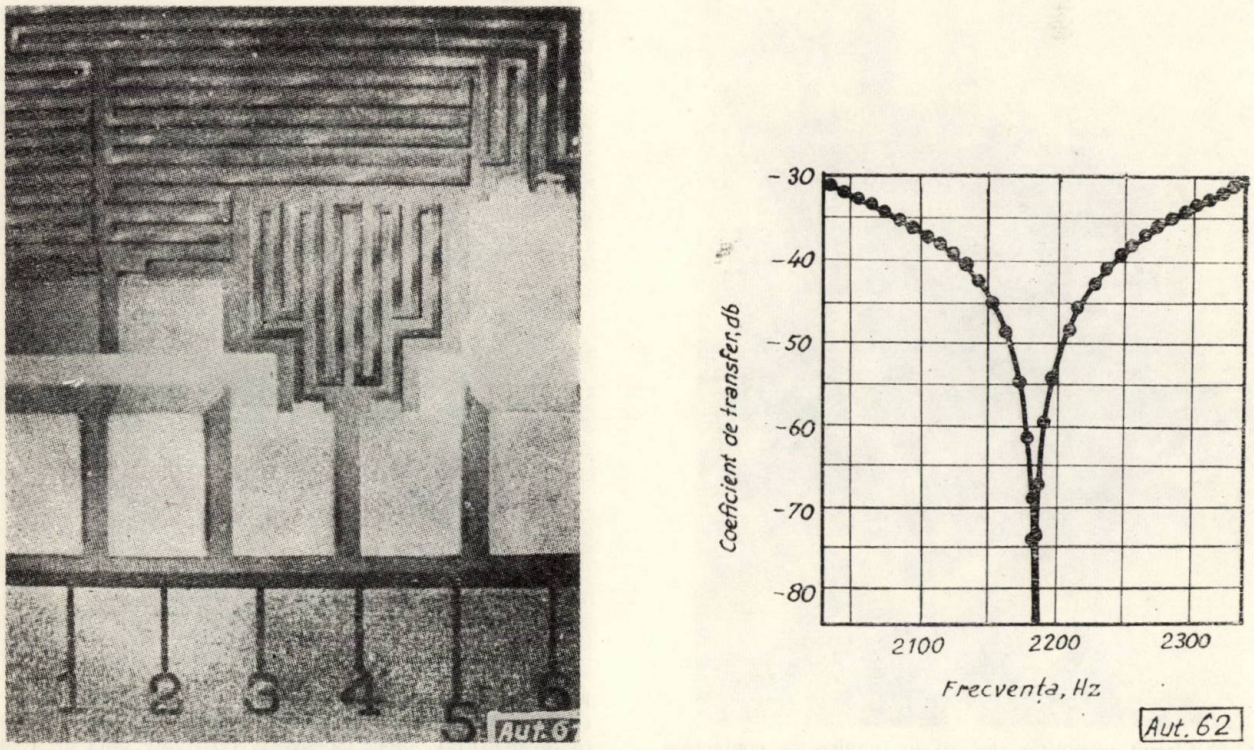


Fig. 4. Realizarea experimentală a unui circuit dublu T prin T.S.S. şi caracteristica sa de transfer în funcţie de frecvenţă.

tenţelor şi condensatoarelor, coeficienţii de temperatură aproape nuli, buna comportare în timp, asociate unui preţ de cost redus fac ca filtrele RC obţinute prin această tehnologie să aibă performanţe foarte bune. Ca exemplu, în figura 3 se arată schema unui filtru dublu T, acordat pe frecvenţa de 2 180 Hz, care s-a realizat prin tehnologia straturilor subţiri [1].

Aspectul final al circuitului împreună cu caracteristica sa de transfer în funcţie de frecvenţă sînt arătate în figura 4. Frecvenţa de acord a fost ajustată cu precizia de 0,02% prin anodizarea rezistenţelor peliculare obţinute prin tehnologia tantalului.

Domeniul de aplicare a filtrelor pasive RC realizate prin această tehnologie s-a extins considerabil o dată cu apariţia pe piaţa mondială a amplificatoarelor operaţionale monolitice realizate în tehnica de contactare „beam lead" — cu toate terminalele scoase la periferia circuitului monolitic — ceea ce permite lipirea circuitului pe traseele conductoare depuse pe substrat, după cum se vede în figura 5 [1].

Existenţa acestor amplificatoare operaţionale, care pot fi ataşate uşor pe substrat, face posibilă realizarea filtrelor active prin tehnologia straturilor subţiri. În figura 6 se dau cîteva exemple de filtre active obţinute prin aplicarea unei reacţii pozitive unui amplificator operaţional [4]. Datorită performanţelor foarte bune şi preţului de cost redus, se pare că realizarea filtrelor active reprezintă un domeniu de utilizare de mare perspectivă a circuitelor integrate hibride cu straturi subţiri.

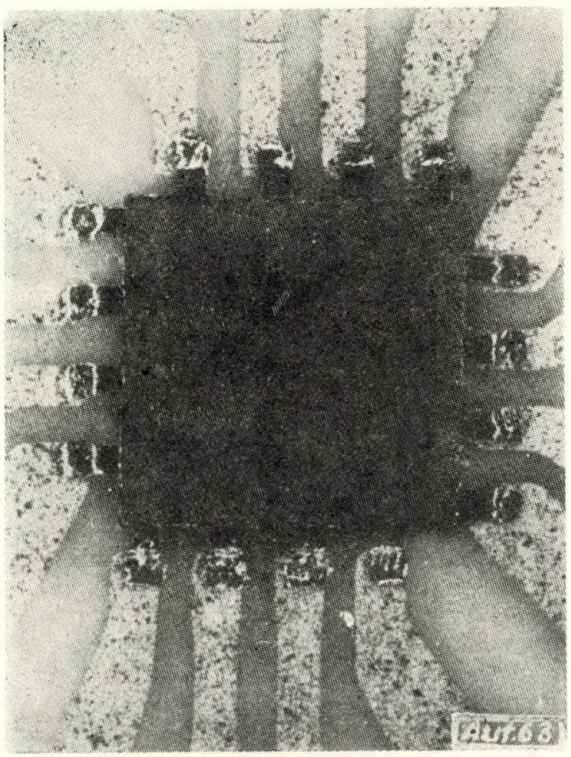


Fig. 5. Circuit monolitic realizat în tehnica de contactare „beam-lead".

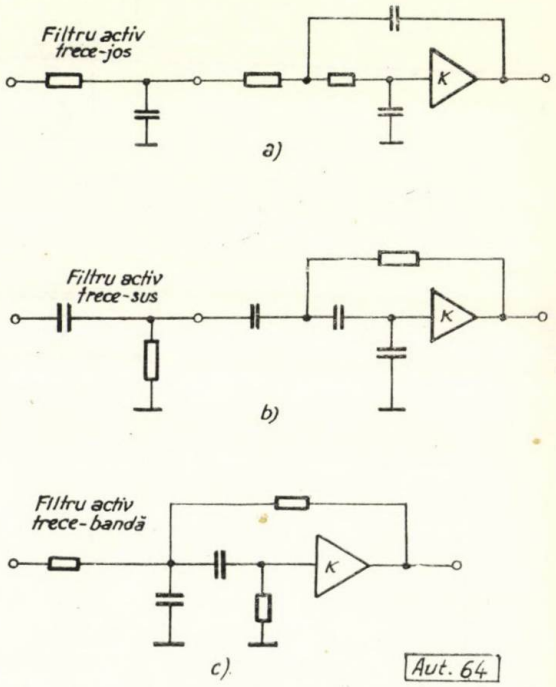


Fig. 6. Filtre active realizate prin aplicarea unei reacţii pozitive RC unor amplificatoare operaţionale:
a) filtru trece jos; b) filtru trece sus; c) filtru trece bandă.

4. *Circuite microelectronice cu elemente neintegrabile*

În unele cazuri, pentru realizarea unor anumite funcţii de circuit, sînt necesare componente pasive (inductanţe, capacităţi) de valori mari, care nu pot fi realizate nici prin T.S.S., nici prin tehnologia monolitică. Într-un circuit hibrid acestea pot fi adăugate ca elemente

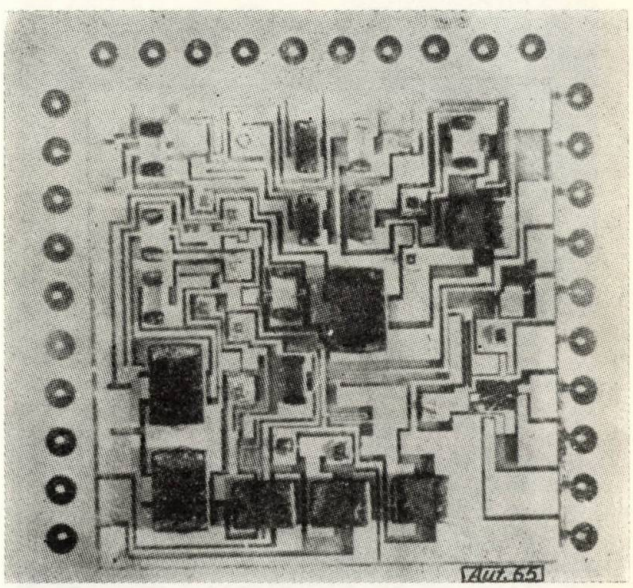


Fig. 7. Circuit hibrid cu elemente neintegrabile (circuite integrate, transistoare de înaltă şi joasă frecvenţă, transistoare MOSFET, diode Schottky, rezistenţe pînă la 1 MΩ, condensatoare pînă la 100 nF).

discrete. Acelaşi lucru este valabil şi pentru componentele active deoarece într-un circuit hibrid, realizat prin T.S.S., poate fi folosită întreaga gamă de dispozitive active (transistoare pnp şi npn, transistoare MOS, transistoare bipolare, FET, diode Zener, diode Schottky, diode PIN, diode tunel, diode varicap, componente optoelectronice etc.).

Într-un circuit monolitic nu este posibil să se integreze o gamă atît de mare de dispozitive. În figura 7 se arată un circuit hibrid realizat prin T.S.S. de către firma Rohde & Schwarz în care s-au adăugat ca elemente discrete transistoare de diferite tipuri, diode, rezistenţe şi condensatoare de valori mari, neintegrabile [5].

5. *Circuite de înaltă frecvenţă şi microunde*

Un domeniu de mare perspectivă pentru circuitele hibride îl constituie circuitele de înaltă frecvenţă şi microunde, domeniu în care tehnica monolitică nu poate fi practic utilizată din cauza cuplajelor inerente, specifice procesului tehnologic, dintre diversele componente. Pentru frecvenţe mai mari decît 10 MHz pînă la frecvenţe de ordinul zecilor de GHz tehnica de asamblare a circuitelor hibride permite să se păstreze dimensiunile circuitelor mici în raport cu lungimea de undă. Inductivităţile parazite, defazajele şi timpul de tranzit se micşorează astfel substanţial faţă de construcţiile convenţionale. De asemenea, în domeniul microundelor, tehnica hibridă permite realizarea filtrelor, cuplajelor şi atenuatoarelor la dimensiunile impuse de lungimea de undă. Prin adăugarea elementelor active discrete se pot realiza în acest domeniu de frecvenţe diferite circuite funcţionale (amplificatoare, oscilatoare, defazoare, multiplicatoare, mixere etc.).

În figura 8 se arată un amplificator de 100 MHz. La realizarea circuitului s-a urmărit micşorarea elementelor parazite şi reducerea lungimii căii de semnal. Se observă că inductanţele şi condensatoarele de valori mari au fost ataşate circuitului sub formă de elemente discrete [1].

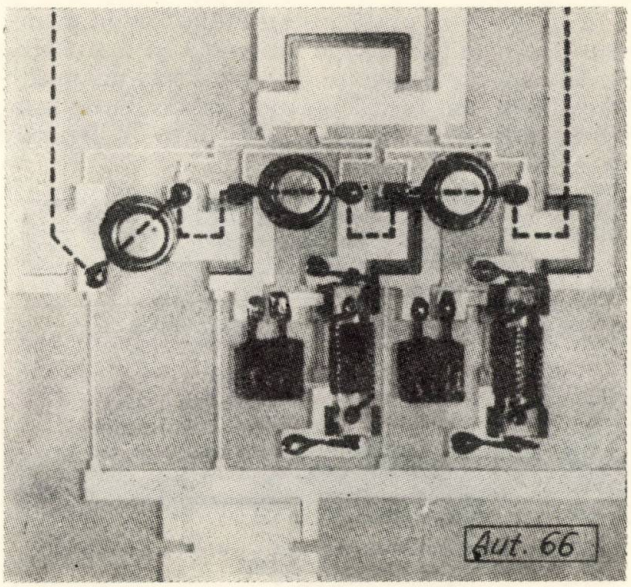


Fig. 8. Amplificator de 100 MHz realizat prin tehnologia straturilor subţiri.

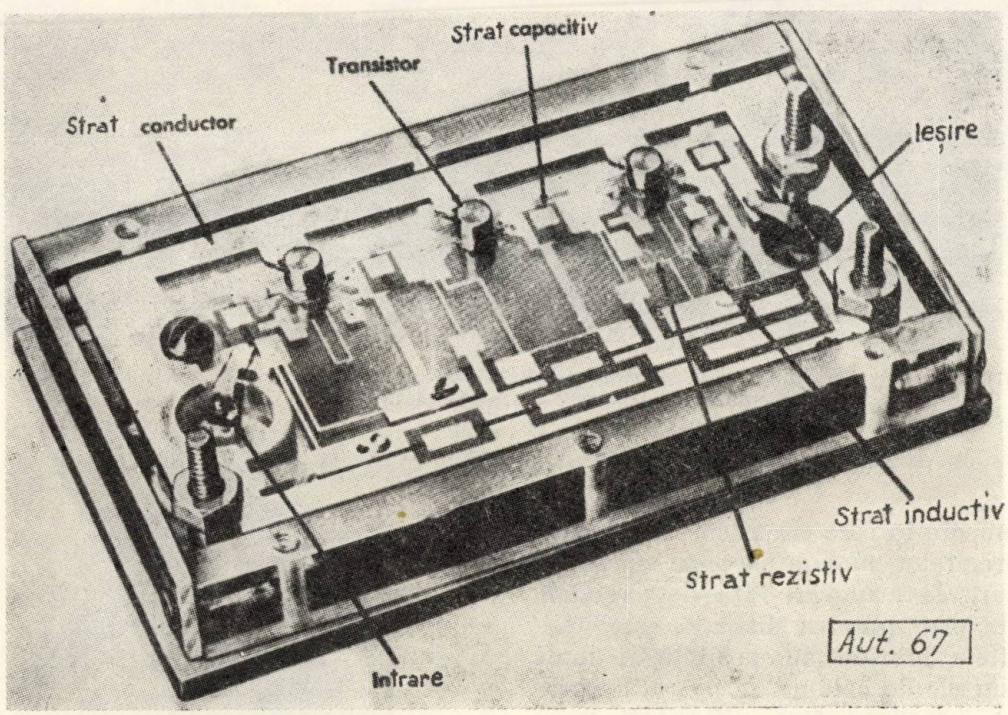


Fig. 9. Amplificator de ultraînaltă frecvenţă realizat prin tehnologia straturilor subţiri.

În figura 9 se arată un amplificator de ultraînaltă frecvenţă, lucrînd între 0,4 şi 1,4 GHz. Pentru aceste frecvenţe, inductanţele au putut fi realizate sub formă de inductanţe plane prin T.S.S. [1]. Alte exemple sînt date în figurile 10 şi 11 [5].

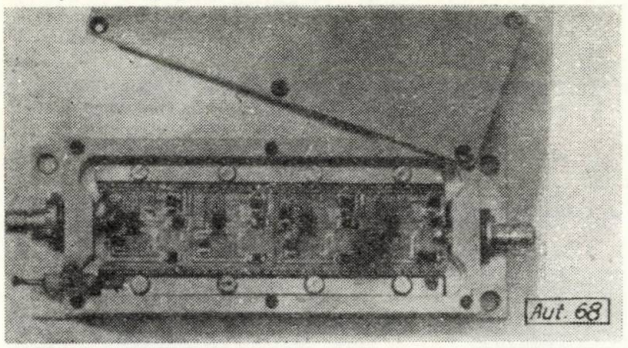


Fig. 10. Preamplificator cu cîştig 20 dB pentru gamă 10—1 000 MHz.

7. *Circuite hibride cu LSI*

Evoluţia rapidă a circuitelor integrate monolitice a condus la o situaţie paradoxală: cristalul pe care se realizează un circuit monolitic complex (LSI) are un volum de aproximativ 2.10^{-4} cm^3, dar pentru a putea fi folosit într-un circuit necesită un volum de 2 cm^3 datorită modului de ataşare al terminalelor şi încapsulării.

Aceste considerente duc la o altă aplicaţie a tehnologiei straturilor subţiri; prin această tehnologie se pot face conexiunile intermediare între mai multe circuite monolitice complexe de tipul LSI, care nu mai trebuie încapsulate individual. Circuitul astfel realizat se aseamănă cu un circuit imprimat miniaturizat. În acest fel se obţine un grad de complexitate ridicat, o dată cu o mărire a densităţii de împachetare. De exemplu, circuitul hibrid din

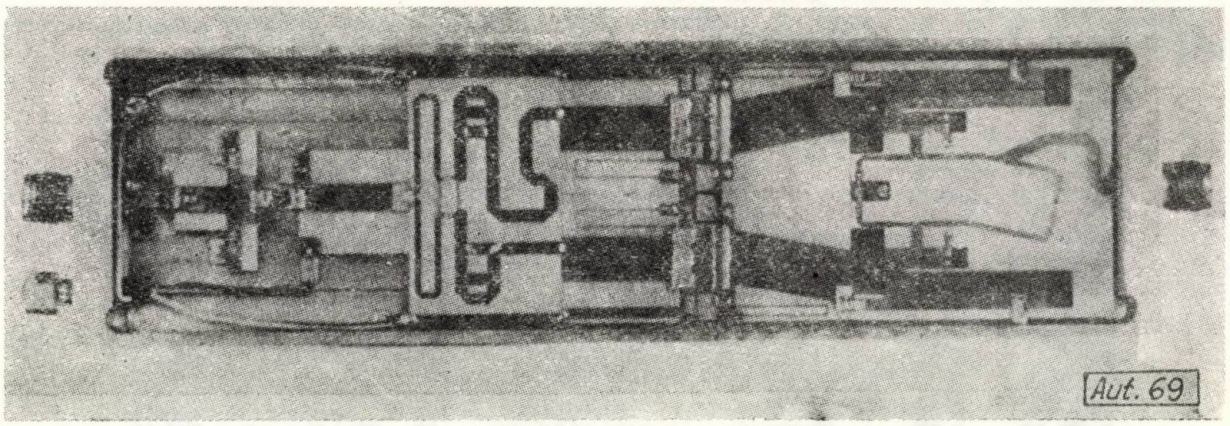


Fig. 11. Circuit hibrid pentru microunde cu parametri distribuiţi: circuitul primeşte 100 mW la 1,5 GHz şi dă prin amplificare şi dublare de frecvenţă 15 W la 3 GHz.

6. *Circuite cu disipaţie mare de putere*

Un alt domeniu în care circuitele hibride sînt preferate circuitelor monolitice este domeniul puterilor mari. Într-adevăr, faţă de circuitele monolitice în care puterea disipată este limitată, circuitele hibride au posibilităţi mult mai mari; sursele de căldură se pot descentraliza, se pot introduce fără dificultăţi transistoare de putere montate pe radiatoare corespunzătoare, se pot folosi substrate bune conducătoare de căldură realizate din alumină sau oxid de beriliu.

Sînt comercializate astăzi în variantă hibridă amplificatoare, emiţătoare, stabilizatoare etc. care, pe o suprafaţă de cîţiva centimetri pătraţi, disipă peste 100 W, ceea ce este imposibil de obţinut prin tehnologia monolitică. Astfel, în figura 12 se arată un amplificator de 100 W realizat de firma RCA prin tehnologia hibridă [5].

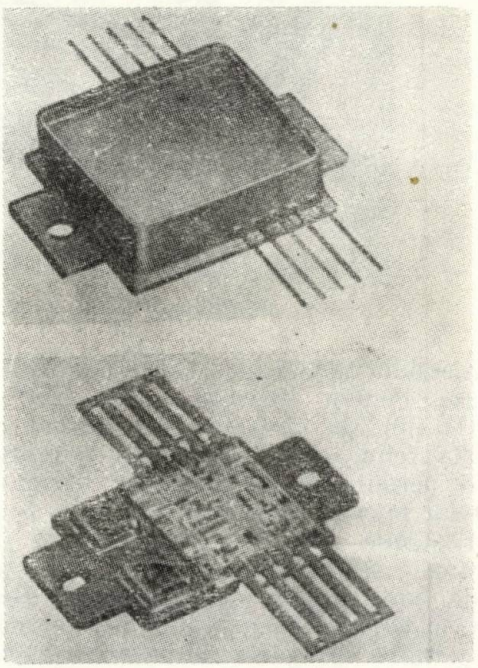


Fig.12. Amplificator de joasă frecvenţă la 100W.

figura 13 cuprinde 20 LSI şi ocupă numai un volum de 6 cm³ [5].

Amploarea aplicării tehnicii hibride asociate circuitelor monolitice LSI va creşte o dată cu mărirea producţiei de circuite monolitice realizate prin tehnica de contactare „beam lead" şi „flip chip".

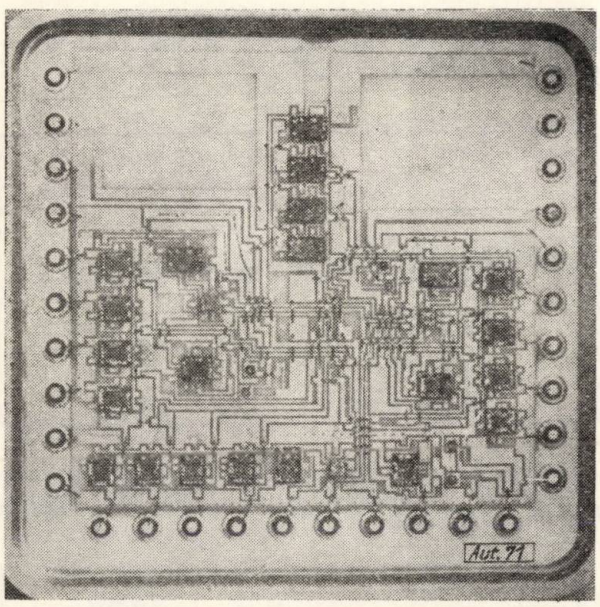


Fig. 13. Circuit hibrid cu LSI.

8. *Serii mici de subansambluri electronice*

Tehnica hibridă se pretează pentru realizarea seriilor mici de subansambluri electronice. Într-adevăr elaborarea prototipului unui circuit integrat hibrid este realizată la un preţ de 10 ori mai mic decît elaborarea prototipului aceluiaşi circuit integrat monolitic.

Dacă se trece la producţia de mare serie, acelaşi circuit este de 10 ori mai ieftin în variantă monolitică faţă de varianta hibridă. În figura 14 se arată variaţia preţului pe bucată în funcţie de numărul de circuite produse, atît pentru circuitele monolitice cît şi pentru circuitele hibride [5]. Din interpretarea diagramei rezultă că pentru serii mici este mai avantajoasă din punct de vedere economic soluţia circuitelor hibride, pe cînd pentru serii mari devin avantajoase circuitele integrate monolitice. Poziţia punctului de întretăiere a celor două curbe este plasat între 1 000 şi 10 000 de bucăţi. Rezultă deci că, pentru serii mici (între 1000 şi 10 000 de bucăţi, în funcţie de tipul circuitului) preţul pe bucată este scăzut la circuitele hibride faţă de cele monolitice. Evident, aceste considerente se referă la acele tipuri de circuite care pot fi realizate atît prin tehnica hibridă cît şi prin cea monolitică.

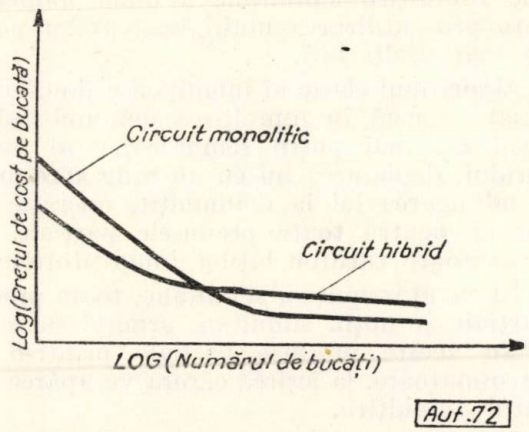


Fig. 14. Variaţia preţului unui circuit integrat monolitic şi hibrid în funcţie de numărul de circuite produse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Berry, R. W., Hall, P. M., Harris, M. T. *Thin film technology*, 1968.
[2] Hass, G., Thun, R. E. *Physics of thin films*, vol. 2, 1969.
[3] Hall, P., Laegreid, N. *Minimum facilities for production of thin film circuitry.* În : Solid state technology, oct. 1970.
[4] Kaufmann, H. *Circuits intégrés en couches minces pour la technique des télécommunications.* În : Technische Mitteilungen, 5, 1970.
[5] Delfs, H. *Hybridschaltungen Anwendungen und wirtschaftliche Bedeutung.* În : Internationale Elektronische Rundschau, 5, 1971.
[6] Delfs, H. *Hybridschaltung Dünnschichttechnik.* În : Internationale Elektronische Rundschau, 6, 1971.
[7] Boswell, D. *Thin film technologies — a summary of their place in microelectronics.* În : Electronic components, 30 april 1971.
[8] Gregor, L. V. *Thin film processes for microelectronic application.* În : PIEEE, 59, 1971.
[9] Fisher, J. S., Hall, P. M. *Terminations materials for thin film resistors.* În : PIEEE, 59, 1971.
[10] Manolescu, A. M. *Tehnologii şi materiale folosite pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subţiri.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1973.

Ing. PETRE BELOIU

Mărirea vitezei de efectuare a operaţiei de înmulţire cu multiplicatoare paralele

Lucrarea îşi propune să analizeze performanţele înmulţirii simultane a două numere binare prin utilizarea multiplicatoarelor paralele de mai mulţi biţi.

Algoritmul clasic al înmulţirii a două numere binare constă în înmulţirea deînmulţitului cu bitul cel mai puţin semnificativ al înmulţitorului, deplasarea lui cu un rang spre dreapta şi adăugarea lui la deînmulţit, operaţie ce se repetă pentru toate produsele parţiale corespunzătoare tuturor biţilor înmulţitorului.

În cazul înmulţirii simultane, toate produsele parţiale se obţin simultan, urmînd să se însumeze aceste produse parţiale printr-o reţea de sumatoare, la ieşirea cărora va apărea rezultatul înmulţirii.

Fie două numere binare pozitive:

$$A = a_1\, a_2\, a_3\, a_4\, a_5$$

$$B = b_1\, b_2\, b_3\, b_4\, b_5$$

care se înmulţesc (fig. 1). Înmulţirea se efectuează în trei etape. În etapa I se formează matricea iniţială din toate produsele parţiale; matricea se poate realiza dintr-o matrice de elemente logice, legate (fig. 1). În etapa II se

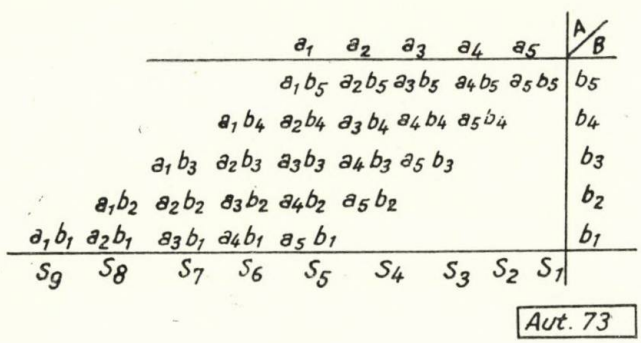


Fig. 1

reduce matricea iniţială la două rînduri, cu ajutorul sumatoarelor. În etapa III se însumează cele două rînduri. Se observă că în etapa II matricea M_0 se reduce în două etaje la matricea finală.

În tabela 1 se arată numărul de etaje necesar pentru obţinerea etapei III, fără limitarea numărului de intrări în sumator [1].

De tipul sumatoarelor elementare folosite şi de modul de legare între ele depinde timpul de înmulţire. În [3], Dadda a propus o schemă de înmulţire cu un număr minim de sumatoare de tip (3,2); (2,2).

Tabela 1

Lungimea înmulţitorului	Nr. minim de etaje pt. etapa II
$n \leq 3$	1
$3 < n \leq 7$	2
$7 < n \leq 15$	3
$15 < n \leq 32$	4
$32 < n \leq 64$	5

În tabela 2 se dă numărul de etaje necesar pentru etapa II folosind schema lui Dadda.

Tabela 2

Lungimea înmulţitorului	Nr. de etaje ptr. etapa II-a
$n \leq 3$	1
$3 < n \leq 4$	2
$4 < n \leq 6$	3
$6 < n \leq 9$	4
$9 < n \leq 13$	5
$13 < n \leq 19$	6

În figura 2 este reprezentat multiplicatorul cu cinci biţi, iar în figura 3 se arată schema lui Dadda pentru un multiplicator de cinci biţi, cu opt sumatoare tip (3,2) şi patru (2,2).

1. Multiplicatoare cu mai mulţi biţi

Se numeşte multiplicator cu (m + n) biţi o reţea combinaţională cu (m + n) intrări şi (m + n) ieşiri, unde m şi n sînt numerele de biţi ai deînmulţitului şi ai înmulţitorului [1].

Multiplicatorul cu doi biţi (2,2). În scopul reducerii numărului de sumatoare necesare pentru rezolvarea etapei II, precum şi a timpului efectiv de înmulţire, se împart cei doi factori în grupe de cîte doi biţi şi se obţin produsele parţiale analog înmulţirii simultane anterioare. În acest caz, matricea iniţială va fi formată din celule de multiplicare de doi biţi şi se va reduce la două rînduri.

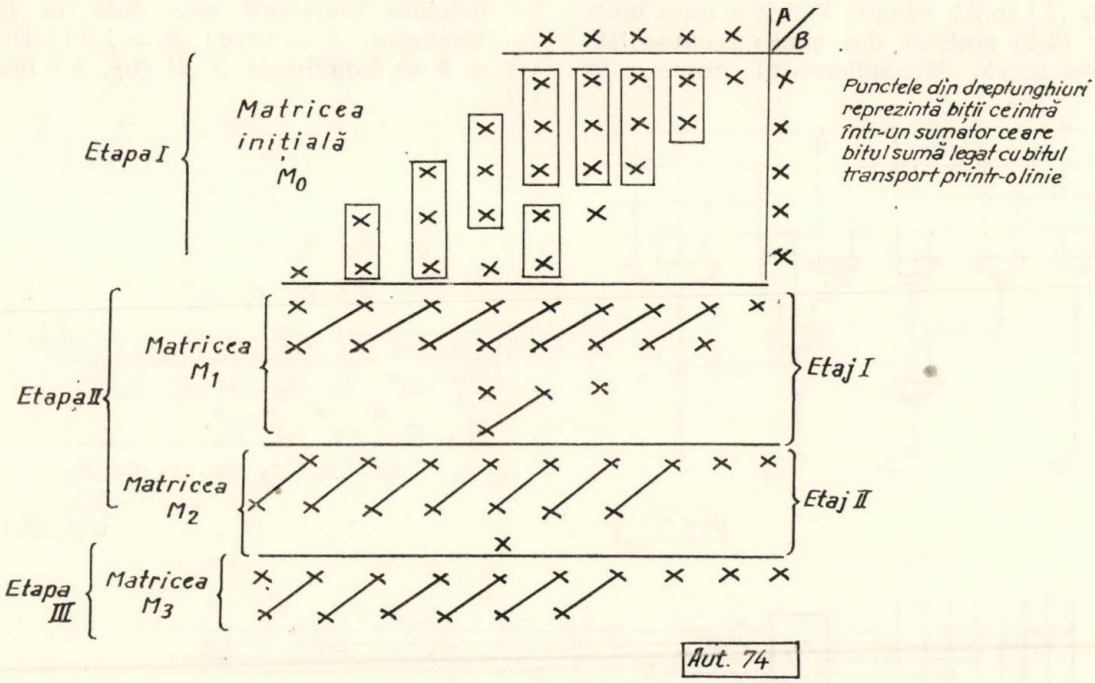


Fig. 2

Ecuaţiile logice ale multiplicatorului cu (2,2) biţi. Fie $A(x_2x_1)$ şi $B(y_2y_1)$ deînmulţitul şi înmulţitorul, unde x şi y sînt biţii cei mai puţin semnificativi. Produsul va fi un număr de patru biţi (tabela 3 şi fig. 4).

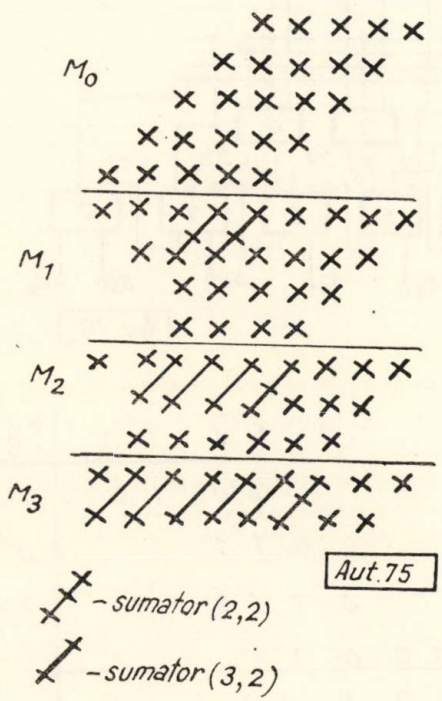


Fig. 3

Matricea M_0 va avea patru multiplicatoare de (2,2) biţi ale căror ieşiri au fost notate cu z, z', z'', z'''. Astfel $z = x_1y_1$; $z' = x_2y_1$; $z'' = x_1y_2$; $z''' = x_2y_2$. Ecuaţiile logice sînt:

$$z_0 = x_1y_1; \qquad z_2 = x_2y_2 \cdot \overline{x_1y_1};$$

$$z_1 = \overline{x_1\overline{y_2} \cdot \overline{y_1}x_2} + x_2y_1 \cdot x_1y_2; \quad z_3 = x_1y_1 \cdot x_2y_2.$$

Tabela 3

A	x_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	x_2	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
B	y_1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
	y_2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
A·B	z_0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
	z_1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
	z_2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
	z_3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

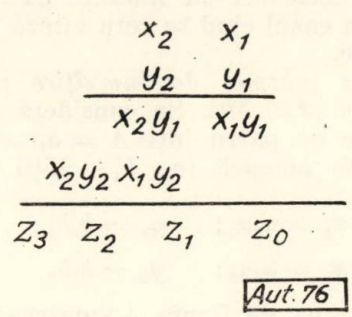


Fig. 4

În figura 5 se dă schema logică a multiplicatorului cu (2,2) biţi. Multiplicatorul are şapte porţi (ŞI; ŞI-NU; SAU-NU) aşezate pe două

nivele. În [1] se dă schema logică a unui multiplicator (2,2) realizat din şapte module ŞI-NU şi trei nivele. Multiplicatorul propus este

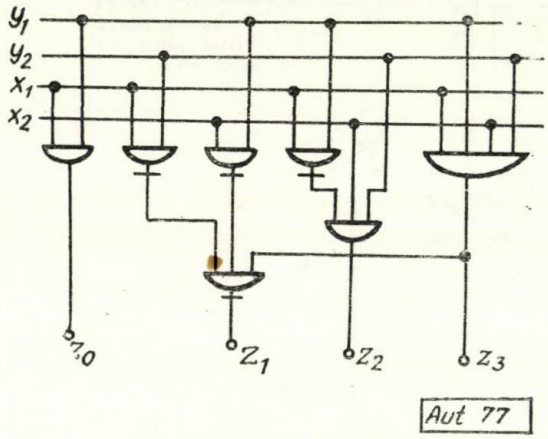


Fig. 5

Schema înmulţirii este dată în figura 7. Exemplu. $A = 1010$; $B = 1101$. În figurile 8 şi 9 se înmulţeşte $A.B$ (fig. 8 : multiplicare cu doi biţi; figura 9 : multiplicare cu un bit). Se observă că numărul biţilor de acelaşi rang de adunat este $(n-1)$ la înmulţirea cu

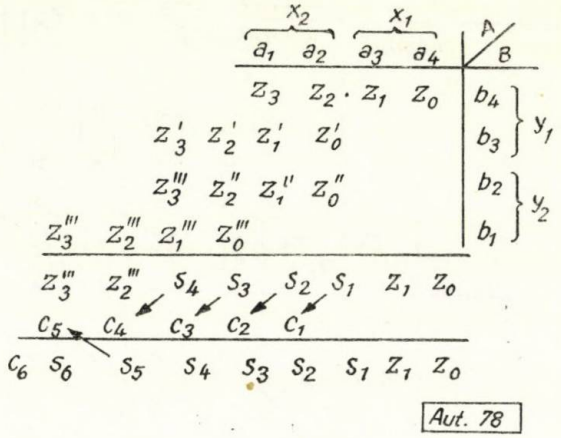


Fig. 6

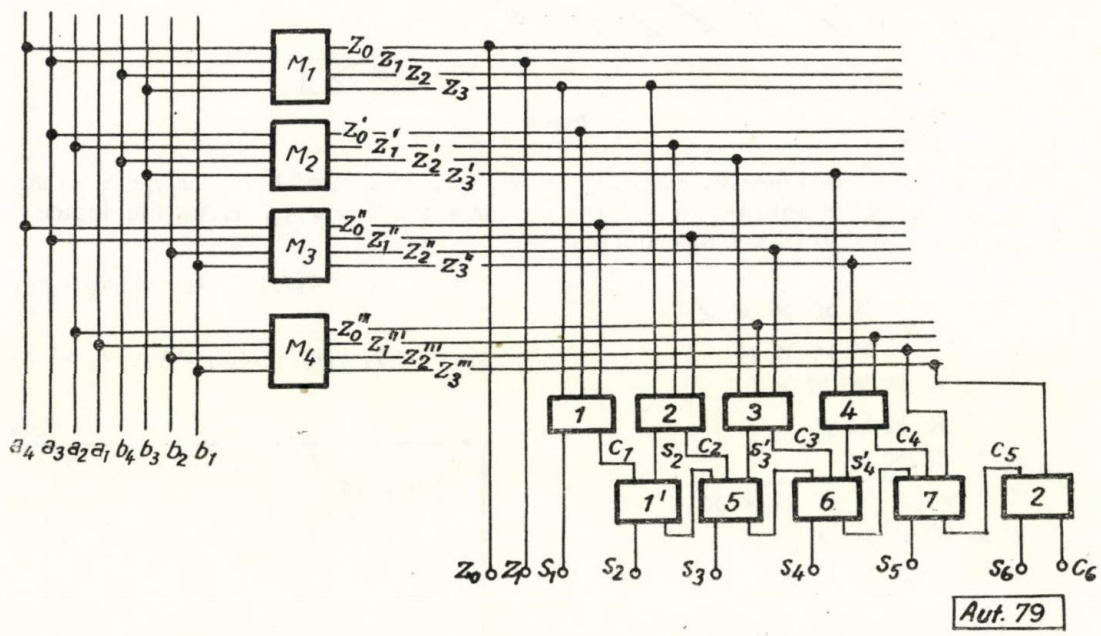


Fig. 7

mai rapid decît cel cu module ŞI-NU, fiind preferabil în cazul cînd se cere viteză de multiplicare mare.

Realizarea schemei de înmulţire cu multiplicatoare cu (2,2) biţi. Se consideră două numere binare de patru biţi $A = a_1a_2a_3a_4$, $B = b_1b_2b_3b_4$ şi se notează (a_4, b_4 — biţii de ordin inferior) :

$$x_1 = a_3a_4; \qquad y_1 = b_3b_4;$$

$$x_2 = a_1a_2; \qquad y_2 = b_1b_2.$$

Ţinînd seama de figura 4, matricea iniţială M_0 a produsului AB apare astfel cum este prezentată în figura 6. Deci :

$$z_0 = x_1y_1; \quad z_2 = x_2y_2\bar{x}_1 + x_2y_2\bar{y}_1;$$

$$z_1 = y_2x_1 \cdot \overline{x_2y_1} + y_1x_2 \cdot \overline{x_1y_2}; \quad z_3 = x_1y_1x_2y_2.$$

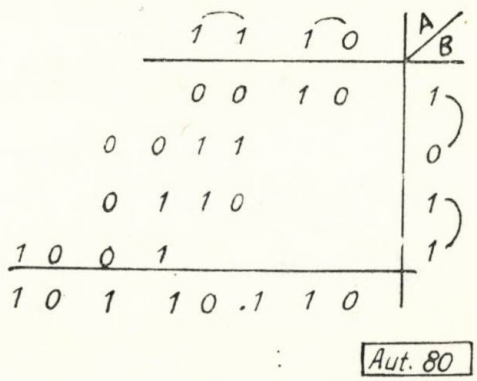
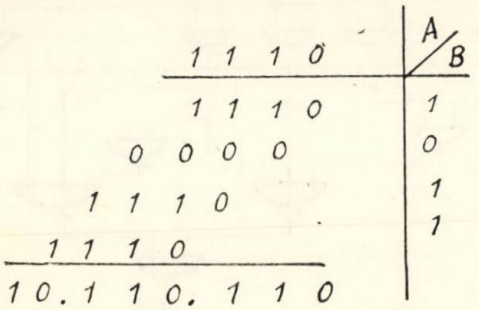


Fig. 8

multiplicatoare (2,2), faţă de înmulţirea cu un bit unde apar n biţi de acelaşi rang de adunat. Aceasta face ca multiplicarea cu (2,2) biţi să fie mai rapidă şi să necesite mai puţine sumatoare elementare.



Aut. 81

Fig, 9

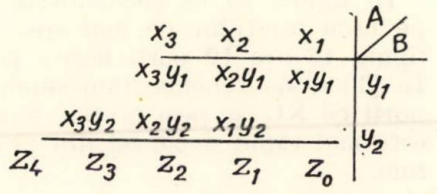
Multiplicator cu (3,2) biţi. În mod analog, dacă se împarte deînmulţitul în grupe de cîte trei biţi, înmulţitorul în grupe de cîte doi biţi şi se înlocuieşte matricea de înmulţire M_0 cu produsele grupelor respective, se poate efectua înmulţirea paralelă cu multiplicatoare cu (3,2) biţi. Schema logică a multiplicatorului cu (3,2) biţi rezultă ca în figura 10.

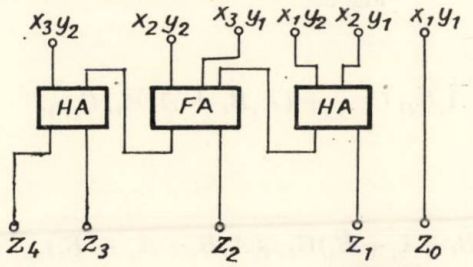
Din figura 10 se poate observa că multiplicatorul elementar cu (3,2) biţi conţine două sumatoare (2,2) biţi şi un sumator complet (3,2) biţi.

În continuare se prezintă *schemele logice ale multiplicatoarelor cu (2,3) biţi* (fig. 11); *cu (4,2) biţi* (fig. 12); *cu (3,3) biţi* (fig. 13).

2. Scheme logice ale sumatoarelor elementare

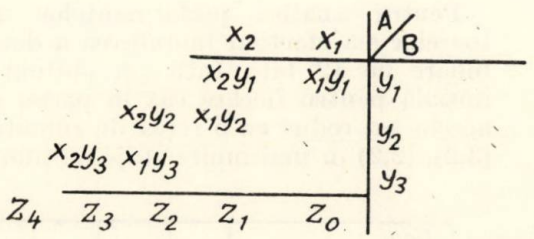
În continuare se propun două tipuri de sumatoare ce vor fi folosite.

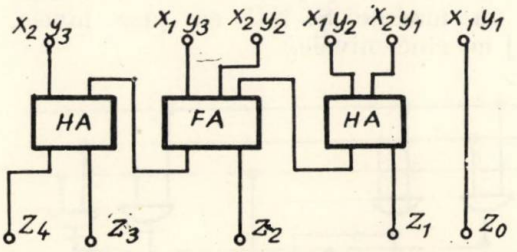




Aut. 82

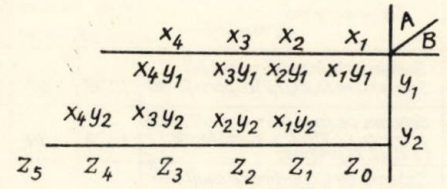
Flg. 10

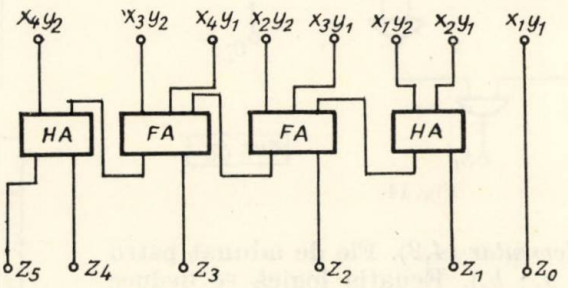




Aut. 83

Flg. 11





Aut. 84

Fig. 12

Sumator elementar (3,2). Plecînd de la ecuaţiile logice ale unui sumator cu (3,2) biţi:

$$S_i = A_i\overline{B}_i\overline{C}_{i-1} + \overline{A}_iB_i\overline{C}_{i-1} + \overline{A}_i\overline{B}_iC_{i-1} + A_iB_iC_{i-1};$$

$$C_i = A_iB_i\overline{C}_{i-1} + A_i\overline{B}_iC_{i-1} + \overline{A}_iB_iC_{i-1} + A_iB_iC_{i-1},$$

s-a conceput un sumator (3,2) biţi prin transformarea relaţiilor.

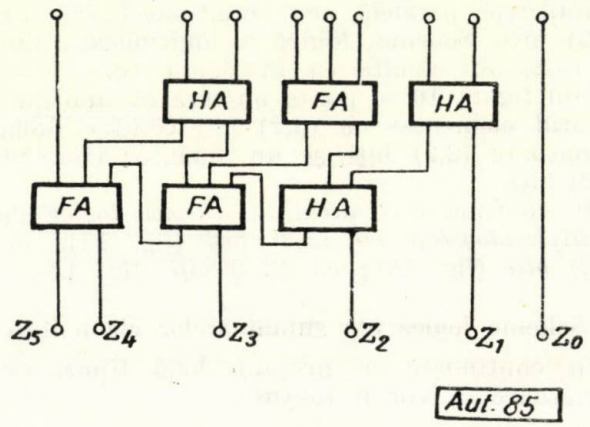


Fig. 13

Astfel :

$$S_i=\overline{(A_iB_i+\overline{A}_i\overline{B}_i)}\,C_{i-1}+(A_iB_i+\overline{A}_i\overline{B}_i)\,C_{i-1},$$

se obţine :

$$S_i=\overline{(C_{i-1}+A_iB_i+\overline{A_i+B_i})\,\overline{C_{i-1}(A_iB_i+\overline{A_i+B_i})}}.$$

Sumatorul din figura 14 are porţile etajate pe patru nivele. În [1] se dă schema unui sumator cu module ŞI-NU cu şase nivele, iar în [4] cu cinci nivele.

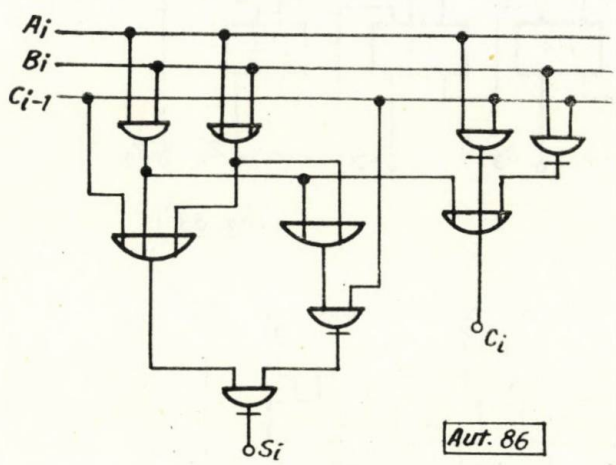


Fig. 14

Sumator elementar (4,2). Fie de adunat patru biţi (a_1; b_1; a_2; b_2). Ecuaţia logică se deduce din relaţiile :

$$S_1=\overline{a}_1b_1+a_1\overline{b}_1; \qquad C_1=a_1b_1;$$

$$S_2=\overline{a}_2b_2+a_2\overline{b}_2; \qquad C_2=a_2b_2;$$

$$S=\overline{S}_1S_2+S_1\overline{S}_2; \qquad C=C_1\cdot C_2.$$

Prin înlocuirile respective se obţine în final :

$$S=\overline{\overline{a_1b_1+\overline{a_1+b_1}}+a_2b_2+\overline{a_2+b_2}}+$$

$$+\overline{a_1b_1+\overline{a_1+b_1}+\overline{a_2b_2+\overline{a_2+b_2}}}; \quad C=a_1b_1a_2b_2.$$

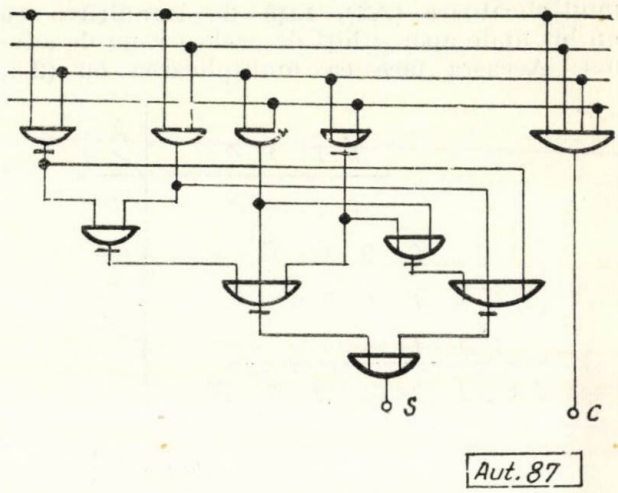


Fig. 15

În figura 15 se construieşte schema logică pe baza relaţiilor de mai sus. Sumatorul din figura 15 are 10 porţi legate pe patru nivele. În [1] se dă schema unui sumator (4,2) cu 13 porţi ŞI-NU şi şase nivele. Sumatorul propus este mai rapid decît cel din [1] şi mai economic.

3. Analiza schemelor de înmulţire paralelă folosind multiplicatoarele (2,2), (2,3), (3,2), (4,2), (3,3)

Pentru analiza performanţelor multiplicatoarelor s-a efectuat înmulţirea a două numere binare de 12 biţi. Întîi s-a obţinut matricea iniţială pentru fiecare caz în parte, după care acesta s-a redus cu o reţea de sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) în mai multe etaje, obţinînd în final

Tabela 4

Tipul multiplicatorului	2,2	3,2	2,3	4,2	3,3
Număr de porţi (preţ de cost)	7	19	19	37	42
Număr de nivele (viteza)	2	4	4	4	8

Tabela 5

	Tipul schemei de înmulţire	Nr. de porţi (preţ cost)	Nr. nivele (viteza)	Sumatoarele elementare	Nr. porţi matricea M_0
1	Schema de înmulţire cu 1 bit. Sumatoare (3,2), (2,2) cu porţi ŞI-NU	1078	57	96 (3,2) 14 (2,2)	144
2	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (2,2) biţi şi sumatoare (3,2), (2,2) propuse	1078	39	96 (3,2) 14 (2,2)	222
3	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (2,2) biţi cu sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) propuse	803	22	31 (4,2) 28 (3,2) 1 (2,2)	222
4	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (2,3) biţi cu sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) propuse	1017	20	19 (4,2) 39 (3,2) 5 (2,2)	456
5	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (3,2) biţi şi sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) propuse	1017	20	19 (4,2) 39 (3,2) 5 (2,2)	456
6	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (4,2) biţi şi sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) propuse	1035	16	27 (4,2) 8 (3,2) 5 (2,2)	668
7	Schema de înmulţire cu multiplicatoare cu (3,3) biţi şi sumatoare (4,2), (3,2), (2,2) propuse	1014	20	18 (4,2) 66 (3,2) 48 (2,2	672

o matrice, două rînduri de biţi. Etapa III nu a mai fost luată în considerare pentru motivul că nu influenţează diferit tipurile de multiplicatoare paralele. În scopul creşterii vitezei de calcul, etapa III se poate realiza cu ajutorul unui sumator paralel cu transport anticipat, foarte rapid.

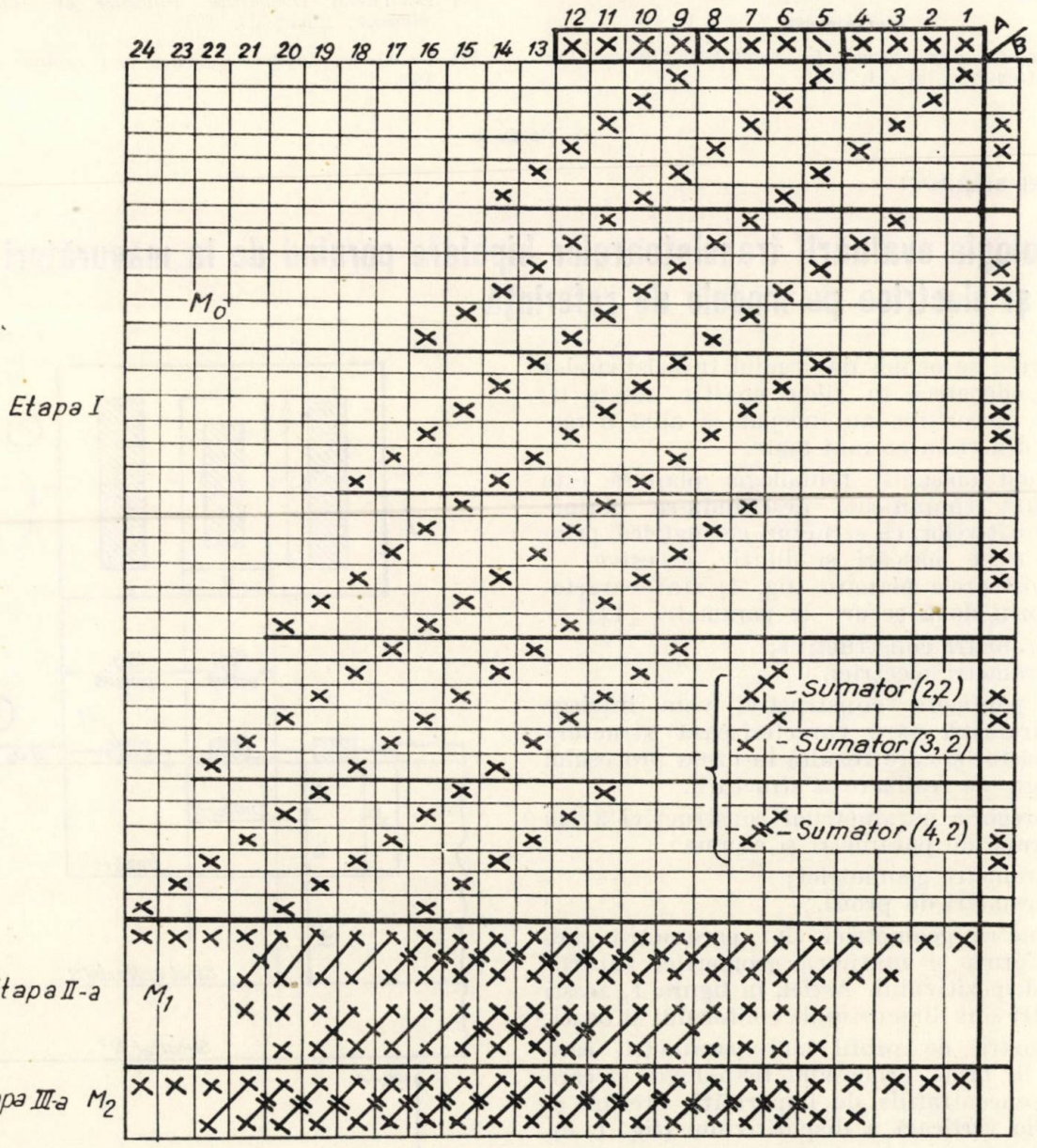


Fig.16

În tabela 4 se dau caracteristicile multiplicatoarelor studiate. Din tabelă rezultă că multiplicatorul cu (2,2) biţi este mai bun în comparaţie cu celelalte, atît în ceea ce priveşte preţul de cost cît şi viteza de înmulţire. Se observă că pe măsură ce factorii multiplicatorului se măresc, multiplicatorul devine nerentabil.

În tabela 5 se analizează performanţele acestor multiplicatoare; se constată că multiplicatorul cu (4,2) biţi este cel mai indicat să fie folosit în schemele de multiplicare, fiind mai rapid decît multiplicatorul cu (3,2) biţi sau (2,3) biţi.

În figura 16 se dă schema de înmulţire paralelă de 12 biţi cu multiplicatoare (4,2) elementare.

4. Concluzii

Viteza de execuţie a operaţiei de înmulţire depinde de tipul multiplicatoarelor elementare folosite în realizarea matricei iniţiale de înmulţire paralelă.

Astfel, folosind multiplicatoare cu (2,2) biţi, viteza creşte de 1½ ori faţă de înmulţirea cu (1,1) biţi, iar prin folosirea multiplicatoarelor cu (4,2) biţi, viteza creşte de 3½ ori.

Pentru realizarea practică a schemei de înmulţire cu multiplicatoare cu (4,2) biţi, este necesar să se folosească un sumator paralel cu anticiparea transportului, pentru a aduna cele două numere din etapa III.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ferrari. *New schemes for parallel multipliers.* În: Alta frequenza, nr. 11, 1969.

[2] Habibi. *Fast multipliers.* În: IEEE trans. on computers C-19, nr. 2.

[3] Dadda. *Some schemes for parallel multipliers.* În: Alta frequenza, nr. 3, 1965.

[4] Dancea. *Dispozitive aritmetice ale calculatoarelor numerice.* Bucureşti, 1971.

[5] Ledley. *Digital computer and control engineering.* 1960.

Ing. AUREL BELDIMAN

Metodologia evaluării transistoarelor bipolare pornind de la măsurători fizice şi electrice pe modele de referinţă

Lucrarea se ocupă de studiul transistoarelor planare, deoarece în zilele noastre aceste tipuri de dispozitive au început să aibă o răspîndire din ce în ce mai mare.

În mod obişnuit, tehnologia planară este prezentată simplificat, descriindu-se obţinerea dispozitivelor, ca structuri geometrice, printr-o serie de mascări şi difuzii succesive.

Transistoarele planare (fig. 1) sînt caracterizate prin două seturi de parametri [1]:

— parametri constructivi;
— parametri electrici.

Prin parametri constructivi vom înţelege acei parametri care caracterizează structura de transistor şi care rezultă în urma procesului tehnologic de realizare a structurii.

În categoria parametrilor constructivi avem două grupe de parametri şi anume:

— parametri geometrici;
— parametri de profil.

Parametrii geometrici sînt parametrii care indică forma şi mărimea geometriei superficiale a dispozitivului. Astfel, în figura 1, aceşti parametri sînt dimensiunile emitorului şi bazei.

Parametrii de profil sînt parametrii care rezultă în urma procesului tehnologic şi care indică concentraţiile de impurităţi, precum şi geometria verticală a dispozitivului (fig. 1, c).

Parametrii electrici sînt acei parametri ce caracterizează dispozitivul din punctul de vedere al comportării lui în curent, tensiune, atît static cît şi în regim dinamic.

În această lucrare, prin evaluarea transistoarelor se va înţelege deducerea parametrilor constructivi din parametrii electrici care pot fi măsuraţi pe un model de referinţă sau pot fi precizaţi din montajul în care se doreşte să se folosească dispozitivul.

Schema logică a metodologiei de evaluare este indicată în figura 2.

Pentru claritate, lucrarea va trata problemele în ordinea indicată în figura 2.

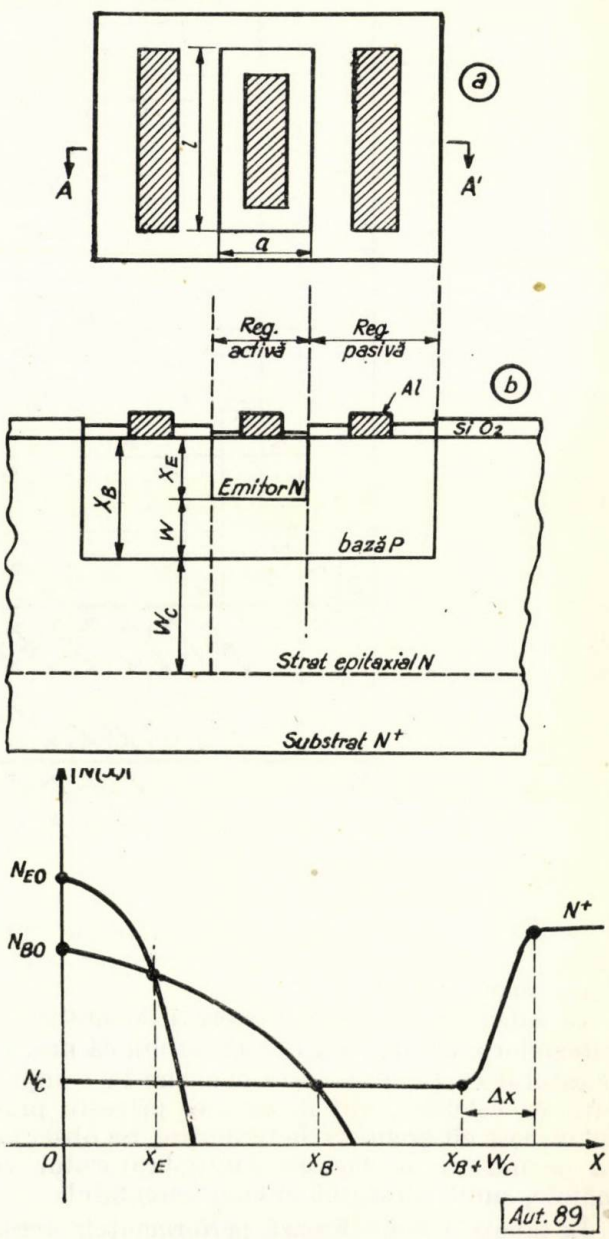


Fig. 1

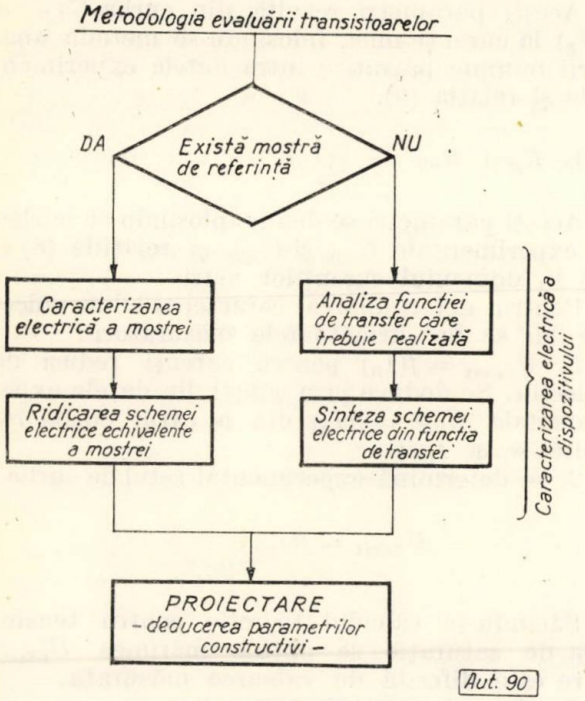


Fig. 2

1. Caracterizarea electrică a dispozitivului

Parametrii electrici care caracterizează transistorul planar.

În continuare se va încerca să se deducă în mod logic numărul minim de parametri necesari pentru caracterizarea completă a dispozitivului.

Un prim set de parametri sînt tensiunile de străpungere ale joncţiunilor, dar aceşti parametri nu sînt suficienţi.

Parametrul care caracterizează global transistorul este cîştigul în putere. Definirea acestui parametru diferă de la un autor la altul, ceea ce conduce la dificultăţi de interpretare. Din acest motiv ne vom referi la un caz particular şi anume la cîştigul maxim în putere neutrodinat [2]. Expresia acestuia este:

$$G_{PN} = \frac{|y_{21}|^2}{\mathrm{Re}\,(y_{11})\,\mathrm{Re}\,(y_{22})} \tag{1}$$

sau:

$$G_{PN} = \frac{f_T}{8\pi f^2 r_{BB'} C_{B'C}}, \tag{2}$$

unde:

f_T este frecvenţa de tăiere;
y_{jk} — elementele matricei;
f — frecvenţa de lucru;
$r_{BB'}$ — rezistenţa bazei;
$C_{B'C}$ — capacitatea joncţiunii colector bază.

Din relaţiile de mai sus rezultă următorul set de parametri care caracterizează dispozitivul în regim dinamic:
— frecvenţa de tăiere;
— constanta de timp $r_{BB'}\ C_{B'C}$;
— parametrii de cvadripol.

În continuare se va folosi expresia (1) pentru deducerea parametrilor statici. Pentru aceasta se va folosi matricea $|y|$ calculată prin modelul difuziei [3] care se introduce în (1) şi se face ca $\omega \to 0$.

Rezultă:

$$G_{PN0} = \frac{g_{11}}{g_{22}}\,\alpha_0^2, \tag{3}$$

unde:

$$g_{11} = \frac{\mathrm{d}I_E}{\mathrm{d}U_{EB}}; \quad g_{22} = \frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}U_{CB}}, \tag{4}$$

iar α_0 este factorul de amplificare în curent în montaj cu baza comună.

Calculînd raportul g_{11}/g_{22} se obţine:

$$\frac{g_{11}}{g_{22}} = \frac{q}{KT}\,\frac{W}{\dfrac{\partial W}{\partial U_{CB}}}\cdot\frac{1}{\alpha_0}, \tag{5}$$

unde w este grosimea bazei.

Înlocuind (5) în (3) se observă că mărimea statică ce caracterizează dispozitivul este cîştigul în curent.

Observăm, de asemenea, că expresia (3) depinde şi de mărimea $W/\dfrac{\partial W}{\partial U_{CB}}$, care indică modificarea grosimii bazei prin efect Early [3].

Deci rezultă că dispozitivul este caracterizat de următorul set de parametri electrici: tensiunile de străpungere, cîştigul static în curent, frecvenţa de tăiere, constanta de timp $R_{BB'}\ C_{B'C}$ şi matricea $|y|$.

Schema electrică echivalentă şi fenomenele fizice care au loc în regim static.

După cum se vede în figura 1, transistorul planar se poate împărţi în două regiuni distincte:
— regiunea activă;
— regiunea pasivă.

Aplicînd teoria lui Ebers-Moll [3], pentru regiunea activă, ţinîndu-se cont şi de regiunea pasivă, se obţine schema electrică din figura 3, unde:

$$I_1 = I_{e0}\left(\mathrm{e}^{\frac{V_{D_1}}{m_e U_T}} - 1\right);$$

$$I_2 = I_{C0}\left(\mathrm{e}^{\frac{V_{D_2}}{m_C U_T}} - 1\right);$$

α_I — este cîştigul invers în curent în bază comună;

α_N — este cîştigul normal în curent în bază comună;

$$U_T = \frac{KT}{q};$$

m_e şi m_C — coeficienţii empirici care explică abaterea de la exponenţială la curenţii mici.

Pe schema din figura 3 se pot stabili următoarele relaţii :

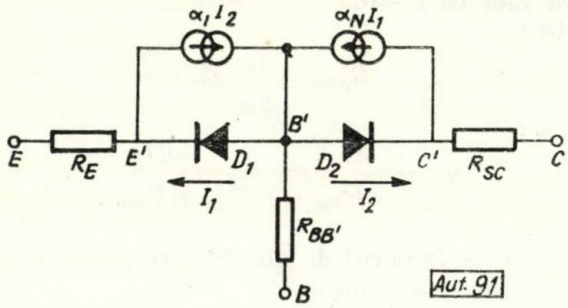


Fig. 3

$$U_{CEsat} = U_T \ln\left[1 + \frac{I_C(1-\alpha_I) + I_B}{I_{e0}(1-\alpha_I\alpha_N)}\right] +$$

$$+ U_T \ln\left[1 + \frac{I_B\alpha_N - I_C(1-\alpha_N)}{I_{C0}(1-\alpha_I\alpha_N)}\right] + R_{S_C} I_C ; \quad (6)$$

$$U_{BE\,sat} = U_T \ln\left[1 + \frac{I_C(1-\alpha_I) + I_B}{I_{e0}(1-\alpha_I\alpha_N)}\right] + R_{BB'} I_B ; \quad (7)$$

$$U_{EB0} = m_e U_T \ln\left[1 + \frac{I_B}{I_{e0}(1-\alpha_I\alpha_N)}\right] +$$

$$+ R_{BB'} I_E + R_E I_E ; \quad (8)$$

$$U_{EBS} = m_e U_T \ln\left[1 + \frac{I_E}{I_{e0}}\right] + \frac{R_{BB'}}{1+\beta_N} I_E + R_E I_E . \quad (9)$$

În aceste relaţii U_{EB0} şi U_{EBS} sînt tensiunile directe ale joncţiunii emitor-bază cu colectorul în gol, respectiv în scurt cu baza.

Determinarea experimentală a parametrilor din schema echivalentă. Schema echivalentă din figura 3 conţine un set de 9 parametri pe care îi vom determina experimental după metoda indicată în [4] :

1. se ridică curba $I_E = f(I_B)$ cu transistorul montat normal, rezultînd curba $\beta_N = f(I_1)$;

2. se ridică curba $I_E = f(I_B)$ cu transistorul inversat, rezultînd curba $\beta_I = f(I_2)$;

3. se ridică curbele :

$$U_{EB0} = f(I_E) ;$$

$$U_{EBS} = f(I_E).$$

Din aceste determinări experimentale rezultă următorii parametri :

A) m_E şi I_E

Aceşti parametri rezultă din curba $U_{EBS} = f(I_E)$ la curenţi mici, folosindu-se metoda abaterii minime pătratice între datele experimentale şi relaţia (9).

B) R_E şi $R_{BB'} = f(I_B)$

Aceşti parametri se deduc folosindu-se curbele experimentale U_{EB0} şi U_{EBS} şi relaţiile (8) şi (9) în domeniul curenţilor mari.

Pentru determinarea caracteristicilor colectorului se fac următoarele măsurători :

1. $U_{CEsat} = f(I_B)$ pentru curenţi reduşi de colector. Se deduce prin calcul din datele experimentale $U_{CB'} = f(I_2)$ din a cărui curbă rezultă m_C şi I_{C0} ;

2. se determină experimental setul de curbe :

$$U_{CEsat} = f(I_C)\Big|_{I_B = ct}$$

Făcîndu-se calculul teoretic pentru tensiunea de saturaţie se obţine mărimea U^*_{CEsat}, care este diferită de valoarea măsurată.

Se observă existenţa mărimii :

$$\Delta U = U_{CEsat} - U^*_{CEsat} \neq 0 ;$$

$$\Delta U = f(I_C ; I_B).$$

Această mărime se poate pune sub forma :

$$\Delta U = R_E (I_B + I_C) + R_{SC} I_C + Z_m I_B , \quad (10)$$

unde :

R_{SC} este rezistenţa serie de colector, dată de zona neutră ;

Z_m — o matrice de transfer a joncţiunii din regiunea pasivă a bazei care participă la saturaţie.

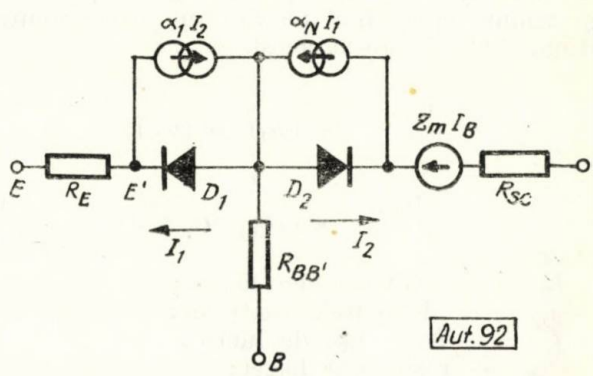


Fig. 4

Alegîndu-se un curent de bază care rămîne constant şi determinînd U_{CEsat} la doi curenţi de colector, se determină valoarea R_{SC}.

Repetîndu-se operaţia, păstrîndu-se curentul de colector constant şi efectuînd măsură-

torile la doi curenţi diferiţi de bază, rezultă Z_m.

Din cauza acestei matrice de transfer Z_m, schema echivalentă din figura 3 se modifică conform schemei echivalente din figura 4.

Variaţia lui $R_{BB'}$ cu curentul de bază. Din datele experimentale prezentate anterior se observă o scădere a lui R_{BB}, cu creşterea curentului de bază.

Această scădere este determinată de fenomenul de autoaglomerare, care este descris pe larg în multe lucrări [3], [4], [5].

Nu vom face aici analiza acestui fenomen ci vom spune prin ce se caracterizează el.

Datorită curgerii curentului de bază, prin baza activă a transistorului, după o direcţie paralelă cu joncţiunile transistorului, are loc o cădere transversală de tensiune. Această cădere de tensiune duce în final la deschiderea mai puternică a marginilor joncţiunilor emitorului, emitorul injectînd mult mai puternic prin această regiune. Fenomenul este similar unei reduceri de arie efectivă de injecţie a emitorului [3].

De aici a apărut o primă caracterizare a fenomenului, introducîndu-se un factor C de autoaglomerare dat de relaţia [3], [5]:

$$C = \frac{A_E}{A_{Eef}} \geqslant 1. \tag{11}$$

Dacă se consideră un transistor în benzi, care are lăţimea emitorului a, atunci:

$$C = \frac{a}{a_{ef}}. \tag{12}$$

În general la un astfel de transistor avem:

$$R_{BB'} = K\frac{a}{l}, \tag{13}$$

unde K este o constantă ce depinde de felul cum curge curentul, de rezistivitatea materialului şi de grosimea bazei.

Notăm cu $R_{BB'0}$ — cînd $C = 1$ şi $R_{BB'}$ — cînd $C \neq 1$.

$$R_{BB'0} = K\frac{a}{e}; \quad R_{BB'} = K\frac{aef}{e}; \tag{14}$$

atunci:

$$\frac{R_{BB'0}}{R_{BB'}} = \frac{a}{aef} = C, \tag{15}$$

deci:

$$R_{BB'} = \frac{R_{BB'0}}{C}. \tag{16}$$

Rezultă că autoaglomerarea începe în momentul în care funcţia $R_{BB'} = f(I_B)$ începe să scadă, faţă de valoarea $R_{BB'0}$.

În proiectarea dispozitivului trebuie să ţinem seama de forma de variaţie a lui $R_{BB'}$ şi de valoarea lui $R_{BB'0}$.

Schema electrică echivalentă în regim alternativ

Pentru ridicarea schemei echivalente în regim dinamic va trebui să se studieze cum este influenţat răspunsul în frecvenţă de diferitele regiuni ale transistorului.

Se va folosi o metodă similară metodei aproximaţiilor regionale, adică vom pune în evidenţă pe rînd cîte un fenomen, suprapunîndu-le în final.

Se fac următoarele ipoteze:

a) se admite modelul difuziei pentru transistor;

b) se presupune că profilul de dopare este apropiat de exponenţial;

c) se consideră transistorul împărţit în regiunile:

— regiunea neutră a emitorului;
— regiunea joncţiunii emitor-bază:
— regiunea bazei neutre;
— regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii bază-colector;
— regiunea neutră a colectorului;

d) se consideră matrice y definită ca mai jos:

$$Y_{11} = \frac{\partial i_e}{\partial u_{EB}}; \quad Y_{21} = \frac{\partial i_c}{\partial u_{EB}}; \tag{17}$$

$$Y_{12} = \frac{\partial i_e}{\partial u_{CB}}; \quad Y_{22} = \frac{\partial i_c}{\partial u_{CB}}.$$

a) *Regiunea neutră a emitorului.* Această regiune se caracterizează prin rezistenţa serie pe care am menţionat-o în capitolul anterior. Este evident deci că această regiune nu va influenţa răspunsul în frecvenţă.

b) *Regiunea joncţiunii bază-emitor.* Fiind vorba de o joncţiune, este clar că ea va avea comportarea unei diode, deci o schemă echivalentă cu cea a unei diode, adică o rezistenţă în paralel cu o capacitate de barieră C_{TE}.

$$r_\varepsilon = \frac{1}{g_\varepsilon}; \quad g_\varepsilon = \frac{\mathrm{d}I_1}{\mathrm{d}V_1}. \tag{18}$$

Această regiune va introduce o întîrziere a semnalului, întîrziere care se caracterizează prin mărimea $\tau_e = r_\varepsilon C_{TE}$.

c) *Regiunea bazei.* Dacă se rezolvă ecuaţia difuziei pentru transistorul intrisec şi se foloseşte definiţia indicată mai sus pentru matricea $[y]$, se găseşte:

$$Y_{11b} = g_\varepsilon \frac{1 + \mathrm{j}\omega/\bar{\omega}}{1 + \mathrm{j}\omega/3\bar{\omega}}; \tag{19}$$

$$Y_{21b} = -g_\varepsilon \frac{\alpha_N}{1 + \mathrm{j}\omega/3\bar{\omega}}, \tag{20}$$

unde:

$$\bar{\omega} = \frac{\gamma D_{nb}}{W^2},$$

în care:

$$\gamma = \frac{\xi^2}{\sqrt{2(\xi - 2{,}5)^2 + 2(1+\xi)e^{-\xi} + 0{,}5\,e^{-2\xi}}},$$

$$\xi = \ln \frac{N_E}{N_W};$$

D_{nb} — coeficientul de difuzie al purtătorilor minoritari în bază;

W — grosimea bazei.

Calculînd α la o frecvenţă oarecare, rezultă:

$$\alpha = \alpha_N \frac{e^{-jK'\omega/\bar{\omega}}}{1 + j\,\omega/\bar{\omega}}. \qquad (21)$$

Apare o frecvenţă de tăiere a cîştigului în montaj cu baza comună şi anume $\omega_\alpha = \bar{\omega}$.

Se observă, de asemenea, că această regiune se caracterizează prin introducerea unui pol:

$$\omega_\alpha = \frac{1}{r_\varepsilon C_\varepsilon}.$$

Din punct de vedere al unei scheme echivalente, aceasta se traduce prin apariţia unei capacităţi suplimentare pe joncţiunea EB şi anume C_ε.

Se observă că tot această regiune introduce şi un defazaj:

$$\varphi = K' \frac{\omega}{\bar{\omega}}, \text{ unde } K' = \frac{e^{-\xi} + \xi - 1}{\xi^2}\gamma - 1.$$

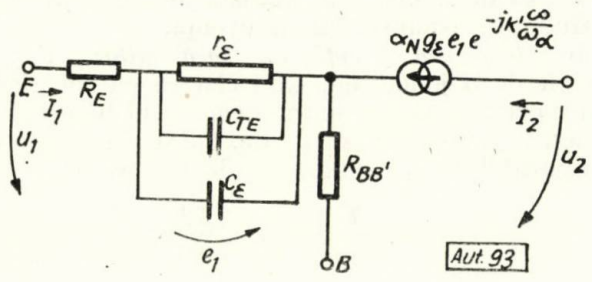


Fig. 5

Cu aceste observaţii se poate ridica schema echivalentă a celor trei regiuni analizate şi care este cea din figura 5.

Din relaţiile de mai sus se poate trage concluzia că mărimea ω_α este puternic afectată de mărimea grosimii bazei, care indică de fapt distanţa parcursă de purtători de la joncţiunea emitorului la regiunea de sarcină spaţială a colectorului.

Rezultă clar că ω_α este influenţat puternic de fenomenele care modifică această distanţă.

Fenomenele care modifică această distanţă se pot clasifica în două grupe:

— modificarea grosimii bazei datorită mărimii curentului de colector;

— modificări datorită variaţiei tensiunii de colector.

1. *Modificarea grosimii efective a bazei prin curent.* La baza acestei modificări stau două fenomene care se întrepătrund:

— fenomenul limitării curentului de sarcină spaţială a colectorului;

— fenomenul de autoaglomerare.

Fenomenul limitării curentului de colector, de sarcină spaţială a joncţiunii colector-bază, este tratat pe larg în lucrarea [6], de aceea nu vom mai prezenta fenomenul ca atare ci vom folosi doar concluziile.

În [6] se arată că pînă la un curent I_0 — numit curent critic — curentul de emitor curge unidimensional prin baza transistorului. După această valoare pot să apară două fenomene care în principal au acelaşi efect. Aceste fenomene pot fi, după modelele folosite:

— modelul apariţiei unei baze induse în colector, în cazul ipotezei curgerii curentului de emitor unidimensional;

— modelul defocalizării curentului de emitor, pentru ipoteza curgerii curentului în sistemul bidimensional.

Cu toate că amîndouă modelele au acelaşi efect adică mărirea distanţei străbătute de purtătorii minoritari în bază, se va accepta numai al doilea model. Această acceptare se face pe baza unui număr mare de măsurători pe familiile de transistoare BF şi BC, la care s-a putut observa o mai bună corelare a celui de al doilea efect cu datele experimentale.

Acceptînd modelul curgerii bidimensionale a curentului, se poate stabili mărimea suprafeţei după care curentul ajunge la joncţiunea colectorului [6]:

$$A = A_E \cdot \frac{I_C}{I_0}, \qquad (22)$$

unde:

A este aria de captare a curentului la joncţiunea colector-bază;

A_E — aria emitorului;

I_C — curentul de colector $I_C \geqslant I_0$.

Curentul critic I_0 este o funcţie de parametrii colectorului, geometria emitorului şi tensiunea aplicată pe joncţiunea colectorului şi anume:

$$I_0 = A_E \cdot \frac{|U_{CB}|}{\rho_C W_C}, \qquad (23)$$

unde:

ρ_C este rezistivitatea regiunii neutre a colectorului;

W_C — grosimea regiunii neutre a colectorului.

Dacă se consideră un transistor interdigital la care a este lăţimea şi l lungimea emitorului, din cauza curgerii bidimensionale, distanţa parcursă de purtătorii minoritari în bază va fi :

$$W_{ef} = W^2 + \frac{1}{4} a^2 \left(\frac{I_c}{I_0} - 1\right)^2. \qquad (24)$$

Rezultă că este necesar să se introducă un factor de corecţie în expresia lui $\omega\alpha$, care să ţină seamă de aceste modificări, conform (24). Deci :

$$\omega\alpha = \frac{\gamma D_{nb}}{\sigma W^2}, \qquad (25)$$

unde :

$$\sigma = \begin{cases} 1 \text{ pentru } I_C \leqslant I_0 \\ \sqrt{1 + \frac{a^2}{4W^2}\left(\frac{I_C}{I_0} - 1\right)^2} \text{ pentru } I_C \geqslant I_0 \end{cases} \qquad (26)$$

Celălalt fenomen menţionat, fenomenul de autoaglomerare, a fost tratat sumar anterior, arătîndu-se că el apare menţionat în schema echivalentă prin variaţiile lui $R_{BB'}$ cu I_B.

În afară de aceasta, fenomenul de autoaglomerare va modifica şi mărimea $\omega\alpha$, prin faptul că datorită acestui fenomen se modifică aria de injecţie a emitorului, care va fi :

$$A_{ef} = \frac{A_E}{C}. \qquad (27)$$

Introducînd (27) în (23) se obţine :

$$I_0 = \frac{A_E}{C} \cdot \frac{|U_{CB}|}{\rho_C W_C}. \qquad (28)$$

Deci în expresia (26) va trebui să se folosească relaţia (28).

Prin luarea în considerare a acestui fenomen, care este neglijat în [6], se obţine o concordanţă mai bună între datele experimentale şi modelul bidimensional.

2. *Modificarea grosimii bazei prin tensiune.* În regim de funcţionare normal, joncţiunea colector-bază este polarizată invers. Datorită acestei tensiuni inverse, apare o regiune de sarcină spaţială, care se întinde de o parte şi de alta a joncţiunii metalurgice. În cazul transistoarelor planare, sarcina spaţială este întinsă asimetric şi anume foarte puţin în bază. Din această cauză, practic, fenomenul de modificare a grosimii bazei este neglijabil.

Totuşi, pentru transistoarele care necesită o impedanţă mare la ieşire, va trebui să se ţină seamă de acest fenomen.

Practic, datorită variaţiei în timp a semnalului la intrare şi ieşire, apare o modulare a grosimii efective a bazei, care se comportă ca o reacţie de la ieşire la intrare în montajul cu baza comună.

Se va considera că tensiunea de la intrare rămîne constantă, iar tensiunea U_{CB} (fig. 5) are o variaţie u_2.

Datorită fenomenului de modulare a bazei, apare o modificare a concentraţiei de purtător la joncţiunea colector-bază (mai precis, la vechea limită a regiunii de sarcină spaţială în bază).

Această modificare de concentraţie va da naştere la un curent :

$$i_2' = g_\varepsilon \frac{KT}{q} \frac{1}{W} \frac{\partial W}{\partial U_{CB}} \cdot u_2. \qquad (29)$$

Coeficientul lui Early [3] fiind dat de relaţia $\eta = \frac{KT}{q} \frac{1}{W} \frac{\partial W}{\partial U_{CB}}$, se poate demonstra uşor că acest curent se poate pune sub forma :

$$i_2' = g_\varepsilon \eta u_2.$$

Aceasta înseamnă, practic, că apare o reacţie rezistivă între colector şi emitor, care se caracterizează prin conductanţa :

$$g_{Ce} = \eta g_\varepsilon. \qquad (30)$$

Deci schema echivalentă devine cea din figura 6.

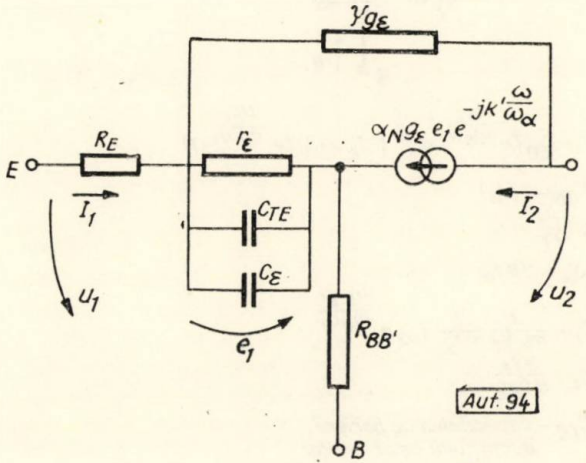


Fig. 6

d) *Regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii colector-bază.* Aşa cum se arată în [4], această regiune se caracterizează printr-un timp de tranzit $\frac{X_m}{V_{SC}}$ unde :

X_m este lăţimea totală a regiunii de sarcină spaţială ;

V_{SC} — viteza limită a purtătorilor minoritari.

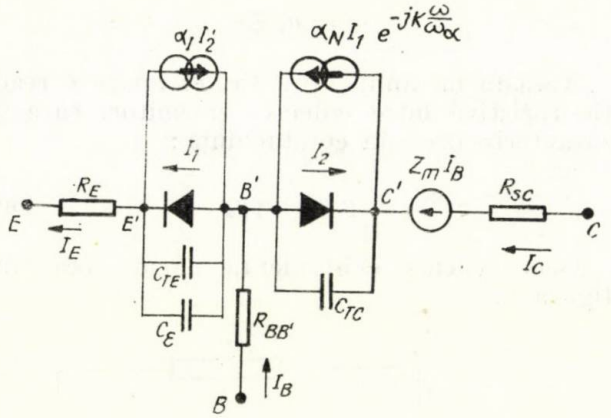
Dacă se calculează din nou mărimea α, neglijînd celelalte fenomene [4], se va vedea că apare o atenuare a modulului foarte redusă care se poate neglija. În afară de aceasta, apare o defazare suplimentară, caracterizată prin factorul K''.

Deci în total va exista o defazare caracterizată prin factorul $K = K' + K''$. Cum $K'' \ll K$, se va considera $K' \approx K$ în schema din figura 6.

Această regiune se mai caracterizează şi printr-o capacitate de barieră a diodei colector-bază C_{TC}.

e) *Regiunea neutră a colectorului.* Această regiune se caracterizează prin rezistenţa serie de colector R_{SC}, care va încărca capacitatea C_{TC}, deci va apărea un timp de tranzit $R_{SC} \cdot C_{TC}$.

Ţinînd seamă şi de ultimele două regiuni analizate, schema echivalentă în regim alternativ devine cea din figura 7.



$I_1 = I_{E0}\left(e^{\frac{U_{B'E'}}{m_e U_T}} - 1\right)$; $I_2 = I_{C0}\left(e^{\frac{U_{B'C'}}{m_c U_T}} - 1\right)$

$R_{BB'} = f(I_B)$

$K = \frac{f_\alpha}{f_T} - 1$

$\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha$

$C_E = \frac{1}{m_e U_T}\frac{1}{\omega_\alpha} I_{e0} e^{\frac{U_{B'E'}}{m_e U_T}}$

$g_E = \frac{d I_1}{d U_{B'E'}}$

C_{TE} - capacitatea de barieră a joncţiunii bază-emitor

C_{TC} - capacitatea de barieră a joncţiunii bază-colector

Aut. 95

Fig. 7

Determinarea parametrilor schemei echivalente în regim dinamic. Prin măsurători dinamice se determină C_{TE} şi C_{TC}, precum şi frecvenţele f_T şi f_α.

Aceşti patru parametri dinamici, o dată determinaţi, schema echivalentă este completă, deoarece celelalte elemente au fost determinate din măsurători statice.

Din mărimile lui f_T şi f_α rezultă factorul de defazaj k, care explică diferenţa dintre cele două mărimi şi anume:

$$f_\alpha = \frac{\omega_\alpha}{2\pi}; \tag{31}$$

$$\alpha = \frac{\alpha_N e^{-jK\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}; \quad \beta = \frac{\beta_N e^{-jK\frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}\frac{1+K}{1-\alpha_N}}; \tag{32}$$

f_T este frecvenţa la care $|\beta| = 1$:

$$|\beta|^2 = \frac{\beta_N^2}{1 + \left[\frac{\omega(1+K)}{\omega_\alpha(1-\alpha_N)}\right]^2}. \tag{33}$$

Rezultă că:

$$\frac{f_\alpha}{f_T} - 1 \approx K. \tag{34}$$

Avantajele şi limitările modelului

Din cele prezentate rezultă că schema echivalentă a transistorului este valabilă la orice nivel de injecţie şi la orice frecvenţă. Această metodă de analiză numerică, prezentată pentru prima oară de M. Roche [4], este importantă prin aceea că marea majoritate a parametrilor din schemă se determină static, iar pe de altă parte, fiind o analiză numerică, se pretează foarte bine pentru o tratare pe calculator.

Dintr-o analiză mai atentă a schemei echivalente rezultă că se poate realiza o proiectare a dispozitivului în primul rînd numai pe schema de regim static.

Folosirea acestui model echivalent pentru transistor prezintă un dublu avantaj:

1. permite determinarea parametrilor constructivi ai unui transistor prin ridicarea schemei echivalente a transistorului mostră;
2. permite proiectarea unui transistor fără mostră de referinţă, cunoscînd doar funcţia electrică pe care trebuie să o îndeplinească în montaj.

Prima problemă este o problemă de analiză pe cînd cea de a doua, o problemă de sinteză. Indiferent de cazul în care ne situăm, după determinarea schemei echivalente metoda de proiectare va fi aceeaşi.

Ca limitare a modelului se poate cita faptul că el este bazat pe ipoteza sistemului unidimensional.

Pentru calcule mai exacte este necesar să se lucreze în spaţiu bidimensional, şi în felul acesta se poate ajunge la modele mai complexe, cum ar fi modelele IBIS, BIRD [7].

2. Metoda de proiectare a dispozitivului

În prima parte a lucrării s-au analizat parametrii care caracterizează transistorul bipolar şi schema lui echivalentă.

Această metodă se bazează pe un calcul iterativ, pornind de la schema electrică anterioară şi luîndu-se, într-o primă iteraţie, numai parametrii de regim static din schema echiva-

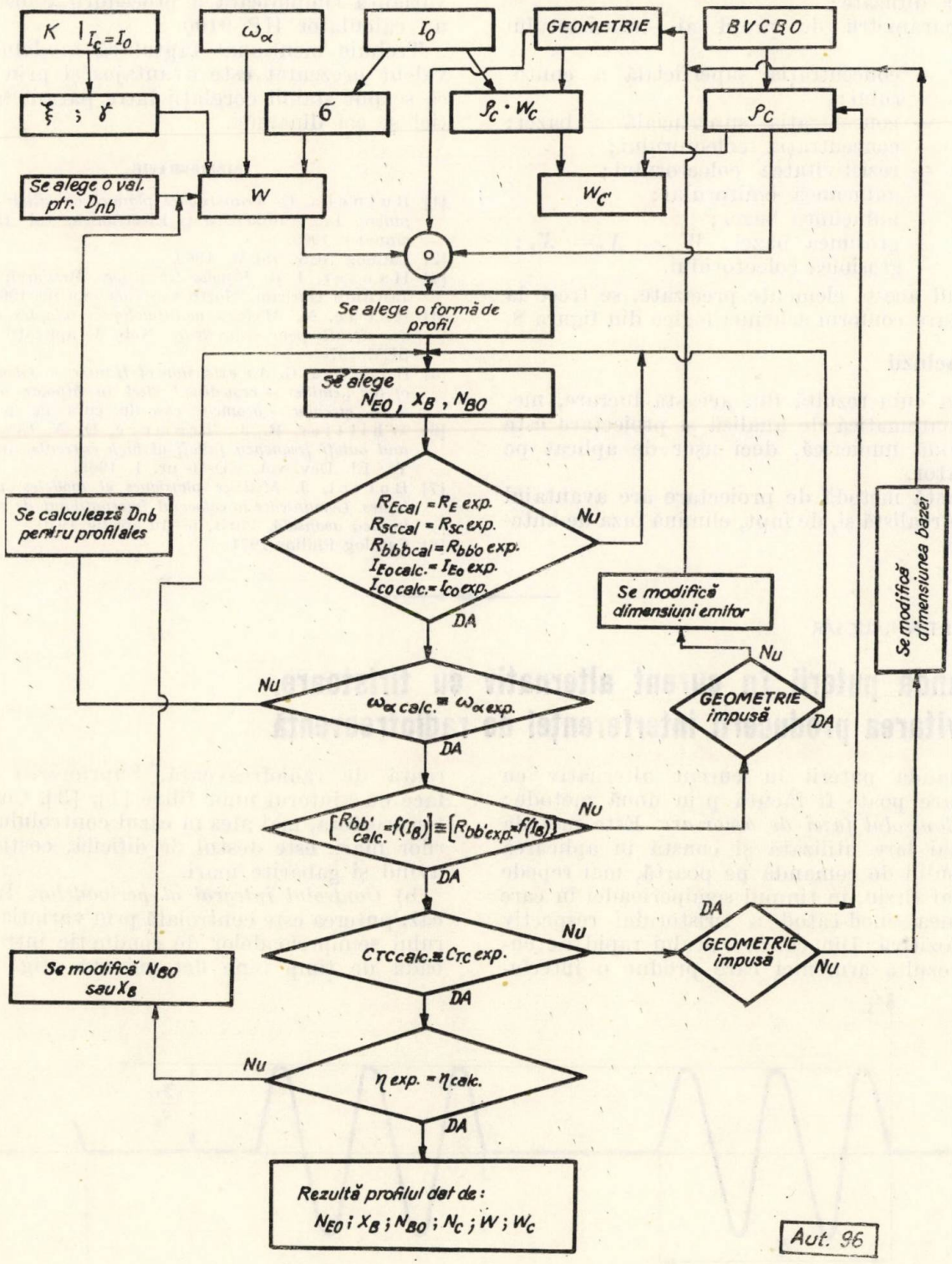


Fig. 8

În continuare se va prezenta o metodă de proiectare destul de simplă, dar care a dat rezultate satisfăcătoare în cazul unor transistoare din familia BC, BD şi BF [2], [8].

lentă. În afară de aceşti parametri se va ţine seamă şi de alţi parametri care nu apar în mod direct în schema echivalentă a dispozitivului, ca de exemplu tensiunea de străpungere a

joncţiunii colector-bază. Se precizează acum cîteva elemente şi anume :

a) se înţelege prin formă de profil funcţia pe care o alegem ca mod de distribuţie al impurităţilor difuzate;

b) parametrii de profil ai transistorului sînt :

N_{E0} — concentraţia superficială a emitorului;
N_{B0} — concentraţia superficială a bazei;
N_C — concentraţia colectorului;
ρ_C — rezistivitatea colectorului;
X_E — adîncimea emitorului;
X_B — adîncimea bazei;
W — grosimea bazei; $W = X_B - X_E$;
W_C — grosimea colectorului.

Avînd aceste elemente precizate, se trece la proiectare conform schemei logice din figura 8.

3. Concluzii

După cum rezultă din această lucrare, metoda matematică de analiză şi proiectare este o metodă numerică, deci uşor de aplicat pe calculator.

Această metodă de proiectare are avantajul că este realistă şi, de fapt, elimină faza de anteproiect.

În cadrul laboratoarelor C.C.P.C.E. — Băneasa, metoda a fost aplicată cu succes pentru mai multe dispozitive, printre care transistoarele BF 180, BF 167, BF 173 etc., într-o variantă simplificată a procedurii folosindu-se un calculator HP 9100 A.

Trebuie menţionat faptul că modelul echivalent prezentat este avantajos şi prin faptul că se pot stabili corelaţii între parametrii statici şi cei dinamici.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bulucea, C. *Transistoare planare cu siliciu de mică putere.* În : Automatica şi Electronica, vol. 13, nr. 1, ianuarie 1969.
[2] Catalog SESCOSEM, 1969.
[3] Hauser, J. R. *Bipolar transistors.* Research Triangle Institute Durham, North Carolina, aprilie 1966.
[4] Roche, M. *Modèles mathématiques adaptés à l'étude des circuits pour ordinateurs.* Note de aplicaţii SESCOSEM 1970.
[5] Bulucea, C. *An extension of Hauser — Ghosh theory of the „emitter — crowding" efect in bipolar transistors to the circular — geometry case* (în curs de publicare).
[6] Whittier, R. J., Tremere, D. A. *Current gain and outoff frequency falloff at high currents.* În : IEEE Tr. El. Dev. vol. ED-16 nr. 1, 1969.
[7] Borrel, J. *Modèles physiques et modèles mathématiques. Comunicare la colocviul internaţional de microelectronică avansată,* Paris, 6—10 aprilie 1970.
[8] Catalog Philips 1971.

Ing. MARTIN KAUCSÁR

Comanda puterii în curent alternativ cu tiristoare, cu evitarea producerii interferenţei de radiofrecvenţă

Comanda puterii în curent alternativ cu tiristoare poate fi făcută prin două metode :

a) *Controlul fazei de amorsare.* Este metoda cea mai larg utilizată şi constă în aplicarea impulsului de comandă pe poartă, mai repede sau mai tîrziu, în timpul semiperioadei în care tensiunea anod-catod a tiristorului respectiv este pozitivă. Din cauza saltului rapid de curent rezultă armonici care produc o interferenţă de radiofrecvenţă. Suprimarea lor se face cu ajutorul unor filtre [1], [3]. Construcţia acestora, mai ales în cazul controlului puterilor mari, este destul de dificilă, costisitoare, avînd şi gabarite mari.

b) *Controlul integral al perioadelor.* În acest caz, puterea este controlată prin variaţia numărului semiperioadelor de conducţie într-o perioadă de timp bine determinată (fig. 1) [2].

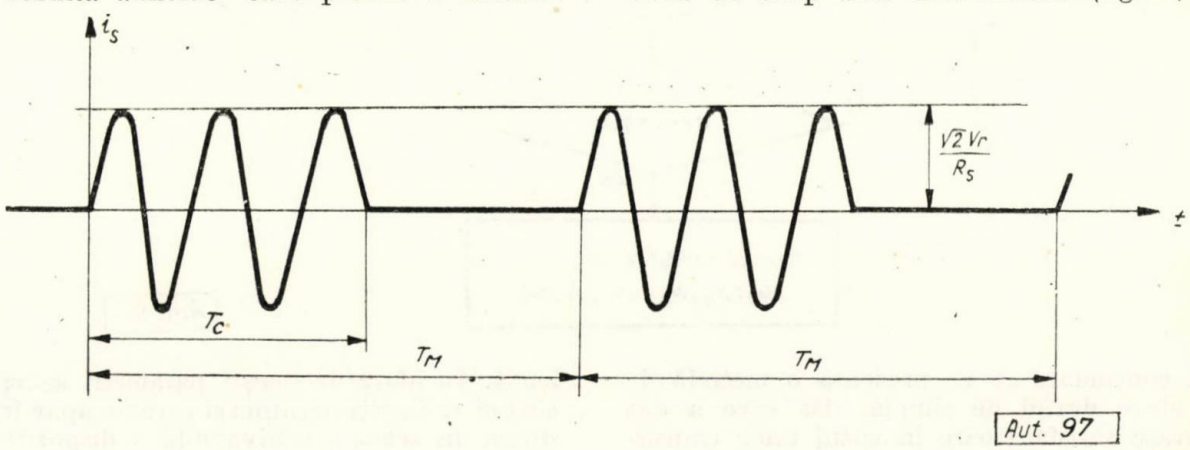


Fig. 1. Curentul în sarcină rezistivă, R_S.

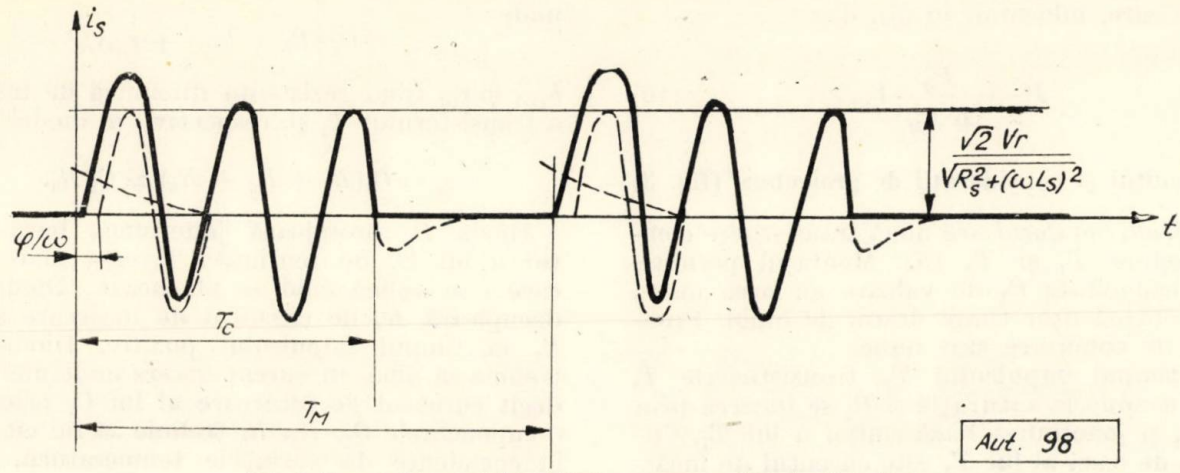


Fig. 2. Curentul în sarcină rezistivă cu componentă inductivă, R_s L_s.

Se execută aplicînd impulsurile de comandă în momentul trecerii prin zero, spre valori pozitive, a curentului prin circuitul tiristor-sarcină. Practic, neproducîndu-se nici un salt de curent, se reduce în mod considerabil interferenţa de radiofrecvenţă. Metoda este utilă pentru comanda puterii în sarcini rezistive cu o constantă de timp termică mare, $\gg 1$ s (ca de exemplu la cuptoarele electrice). Acestea mediază în timp impulsul de putere. În cazul unor sarcini inductive cu sarcina :

$$Z_s = R_s + \mathrm{j}\,\omega\,L_s, \tag{1}$$

din studiul regimului tranzitoriu [4] curentul prin sarcină are expresia :

$$i_s = \frac{\sqrt{2}\cdot V_r}{|Z_s|}\cdot \sin(\omega t - \varphi) + \frac{\sqrt{2}\cdot V_r}{|Z_s|}\cdot \sin\varphi\cdot e^{-t/\tau_s}, \tag{2}$$

unde :

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_s}{R_s}, \tag{3}$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}. \tag{4}$$

Din ecuaţia (2) rezultă că momentul trecerii prin zero a curentului prin sarcină, pînă la sfîrşitul regimului tranzitoriu, nu este periodic; numai după sfîrşitul regimului tranzitoriu este periodic (defazat în urma tensiunii cu unghiul φ).

Din această cauză, metoda este aplicabilă numai la sarcini rezistive sau la sarcini cu componentă reactivă mică (pentru care vom reveni mai jos la punctul 2).

1. Principiul

Principiul va fi prezentat pentru cazul controlului puterii în sarcini rezistive alimentate de la reţeaua monofazată. Diferenţele care există pentru celelalte cazuri vor fi tratate la locul corespunzător.

Puterea este conectată la sarcină în timpul T_C şi este mediată pe perioada T_M (fig. 1). Puterea medie în sarcină este deci :

$$P = P_0\frac{T_C}{T_M}, \tag{5}$$

unde :

$$P_0 = \frac{V_r^2}{R_s}. \tag{6}$$

Multivibratorul (fig. 3) generează impulsuri foarte scurte, cu durata T_I, la intervale egale de timp $T_M (T_I \ll T_M)$. Sub acţiunea acestor impulsuri, circuitul de control al impulsurilor de comandă generează o tensiune în dinţi de ferăstrău :

$$v_4 = Kt, \tag{7}$$

cu perioada T_M. Cînd v_4 este mai mare decît tensiunea de comandă V_C, acest circuit opreşte impulsurile de comandă a tiristoarelor. Notînd cu T'_C timpul în care nu sînt oprite impulsurile de comandă, se poate scrie :

$$V_C = KT'_C. \tag{8}$$

Dacă T este semiperioada reţelei, atunci se poate scrie : $T = m\frac{T}{2} + n\frac{T}{2}$, unde m este numărul întreg de semiperioade cuprinse în T'_C, iar $n = -1{,}0, +1$. Se constată că T_C variază în salturi de $T/2$ la o variaţie continuă a lui V_C. Pentru ca reglajul lui P să fie cît mai fin, trebuie ca $T_M \gg T/2$, ceea ce înseamnă că $m \gg 1$.

Prin urmare $T_C \simeq T'_C$ şi din relaţia (8) rezultă că :

$$V_C = KT_C, \tag{9}$$

relaţie care, înlocuind în (5), dă :

$$P = \frac{P_0}{KT_M} V_C. \qquad (10)$$

2. Circuitul şi consideraţii de proiectare (fig. 3)

a) *Multivibratorul* are două transistoare complementare T_1 şi T_2 [5]. Montajul permite, cu o capacitate C_1 de valoare nu prea mare, să se obţină uşor timpi destul de lungi. Fronturile de comutare sînt bune.

În timpul impulsului T_I, transistoarele T_1 şi T_2 conduc la saturaţie şi C_1 se încarcă prin R_5, D_1 şi joncţiunea bază-emitor a lui T_1. Curentul de bază al lui T_1 este curentul de încărcare a lui C_1 şi curentul prin R_4. O dată cu încărcarea lui C_1 scade curentul de bază al tranzistorului T_1. La un moment dat, T_1 iese din saturaţie şi, din cauza reacţiei prin C_1 şi R_5, T_1 şi T_2 se blochează brusc. Din acest moment începe descărcarea lui C_1 de la $v_{C1} = E_C + V_{CEsat2} - V_{BEt1} - V_{Dt1} \simeq E_C$ la tensiunea $v_{C1} = -E_C$ prin R_4, R_5 şi R_6, iar V_{BEt1} şi V_{Dt1} sînt tensiunile respective de tăiere (fig. 4, a).

Tensiunea bază-emitor a lui T_1 creşte şi, la un moment dat, T_1 intră în conducţie. O fracţiune din curentul de colector al lui T_1 este curentul de bază al lui T_2. Amplificarea puternică şi reacţia prin C_1 şi R_5 fac ca T_1 şi T_2 să intre repede în saturaţie. Dacă se consideră că V_{BEt1}, $V_{Dt1} \ll E_C$, atunci :

$$T_I = \tau_i \ln E_C/(V_{BEt1} + V_{Dt1}), \qquad (11)$$

$$T_M - T_I = \tau_d \ln 2, \qquad (12)$$

unde :

$$\tau_i = C_1 (R_5 + h_{11e1} + r_{D1}), \qquad (13)$$

h_{11e1} şi r_{D1} fiind rezistenţa dinamică de intrare a transistorului T_1 şi, respectiv, a diodei D_1;

$$\tau_d = C_1(R_4 + R_5 + R_6) \simeq C_1 R_4. \qquad (14)$$

Dioda D_1 protejează joncţiunea bază-emitor a lui T_1 de tensiunea inversă mare E_C, care i se aplică cînd se blochează. Dioda D_1 decuplează R_7 de circuitul de încărcare a lui C_1 în timpul impulsului pozitiv. Dioda D_1 trebuie să aibă un curent invers mult mai mic decît curentul de încărcare al lui C_1 prin R_4. Componentele C_1, R_4, R_5 trebuie să fie cît mai independente de variaţiile temperaturii.

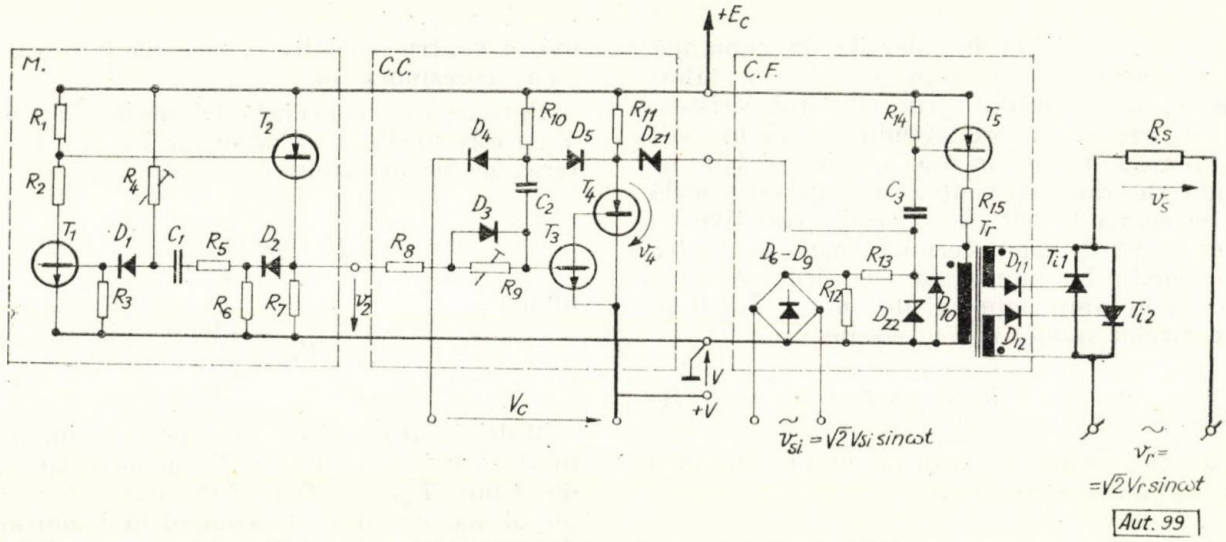


Fig. 3. Circuitul de comandă :

M – multivibrator; $C.C.$ – circuit de control al impulsurilor de comandă; $C.F.$ – circuit de formare al impulsurilor de comandă; T_1 – BC107B; T_2 – AC184VI; T_3 – BC109B; T_4 – EFA322; T_5 – AC184VI; T_{i1}, T_{i2} – 2N2329; D_1 – DR300; D_2 – EFD110; D_3 – DR300; D_4 – EFD110; D_5 – EFD110; D_6 – D_9 – DR302; D_{10} – EFD108; D_{11} – EFD_{108}; D_{12} – EFD_{108}; D_{Z1} – DZ309 + DZ309; D_{Z2} – DZ307; R_1 – 51 Ω; R_2 – 3k Ω; R_3 – 910 kΩ; R_4 – 5,6 ... 9,1 MΩ; R_5 – 7,5 kΩ; R_6 – 10 k Ω; R_7 – 560 Ω; R_8 – 4,3 kΩ; R_9 – 5,1 ... 9,1 MΩ; R_{10} – 8,2 kΩ; R_{11} – 8,2 kΩ; R_{12} – 10 kΩ; R_{13} – 12 kΩ; R_{14} – 1k Ω; R_{15} – 6,2 kΩ; R_S – 300 Ω; C_1 – 0,2 μF; C_2 – 1 μF; C_3 – 22 nF; E_C – 30 V; V – 7V; V_{Si} – 100V; T_r – 1 : 1.

b) *Circuitul de control al impulsurilor de comandă* [6]. Tranzistorul T_4 şi cu transistorul lateral T_3 sînt echivalente cu un transistor npn (cu $h_{21E\,ech} = h_{21E_3}\,(1 + h_{21E_4})$), transistor care cu C_2 constituie un integrator Miller.

Dacă se consideră tensiunea pe C_2 nulă, atunci în timpul pauzei dintre impulsuri condensatorul C_2 se încarcă liniar. Din analiza circuitului [7] rezultă :

$$v_4 = (E_C - V + Ih_{21Ee} R_{C4})\,(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (15)$$

unde :

$$\tau = C_2\,(h_{21Ee} + 1)\,R_{C4}, \qquad (16)$$

$$R_{C4} = R_{10} \| R_{11}, \qquad (17)$$

$$I = \frac{V}{R_7 + R_8 + R_9}. \qquad (18)$$

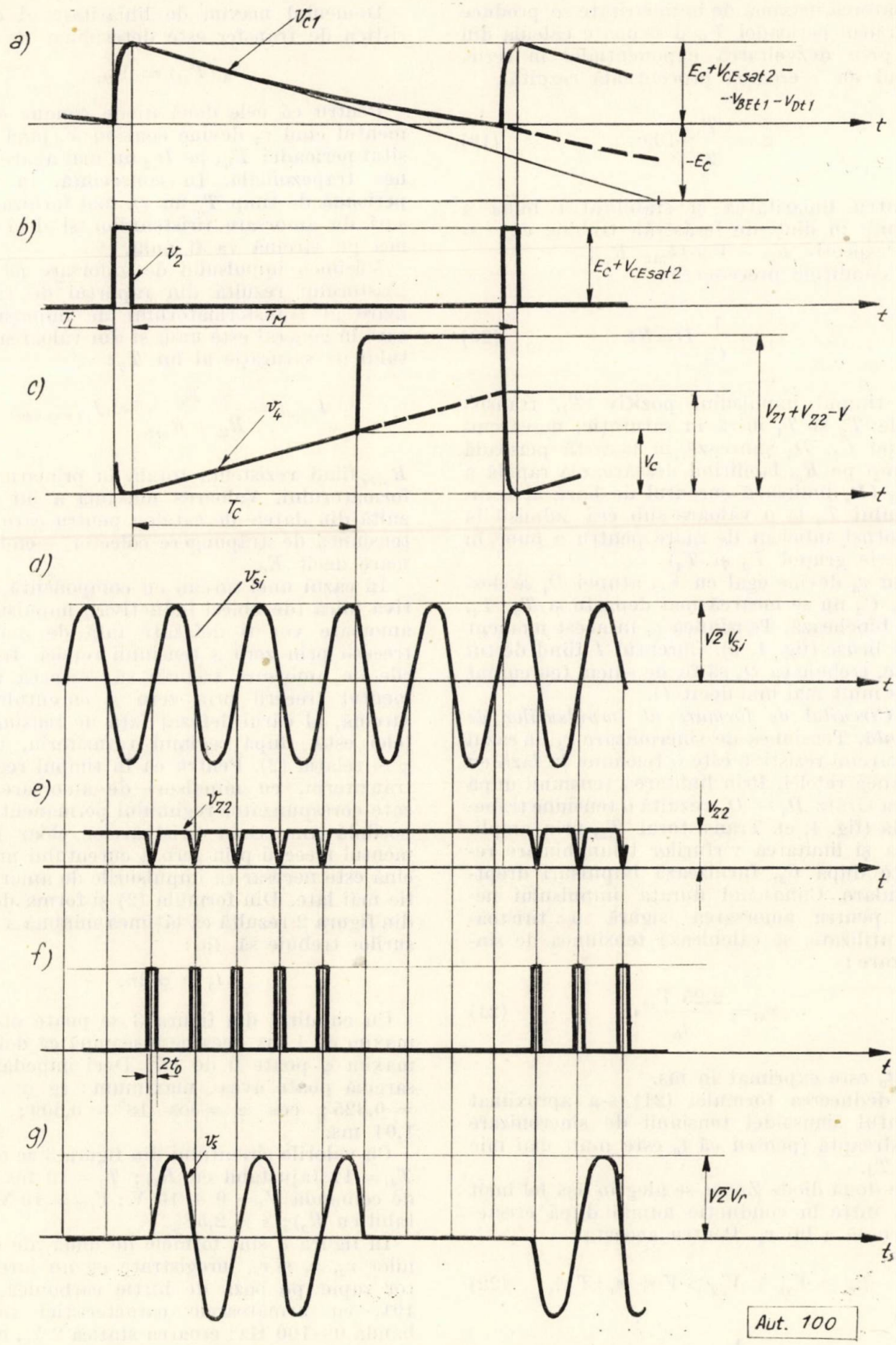


Fig. 4. Formele de undă principale ale circuitului de comandă.

Abaterea maximă de la liniaritate se produce la sfîrşitul perioadei T_M şi se poate calcula din (15) prin dezvoltarea exponenţialei în serie. Notînd cu ε eroarea procentuală rezultă:

$$\varepsilon = \frac{T_M}{2\tau} 100\cdot \qquad (19)$$

Pentru liniaritatea şi stabilitatea bună a tensiunii în dinţi de ferăstrău trebuie ca $\tau \gg T_M$, respectiv $E_C - V \gg Ih_{21Ee} R_{C4}$.

În condiţiile precedente:

$$v_4 = \frac{1}{C_2} It = Kt. \qquad (20)$$

În timpul impulsului pozitiv T_I, transistoarele T_3 şi T_4 intră în saturaţie, descărcîndu-l pe C_2. D_3 şuntează în această perioadă de timp pe R_9, facilitînd descărcarea rapidă a lui C_2 (R_8 limitează curentul de bază al tranzistorului T_3 la o valoare sub cea admisibilă dar totuşi suficient de mare pentru a pune în saturaţie grupul T_3 şi T_4).

Cînd v_4 devine egal cu V_C, atunci D_4 se deschide, C_2 nu se încarcă mai departe şi T_3, T_4, D_5 se blochează. Tensiunea v_4 în acest moment creşte brusc (fig. 4, c). Curentul I fiind destul de mic, trebuie ca D_3 să fie de siliciu (cu curent invers mult mai mic decît I).

c) *Circuitul de formare al impulsurilor de comandă.* Tensiunea de sincronizare v_{Si} în cazul unei sarcini rezistive este o tensiune în fază cu tensiunea reţelei. Prin limitarea tensiunii după puntea Grätz $D_6 - D_9$ rezultă o tensiune trapezoidală (fig. 4, e). Transistorul T_5, prin amplificarea şi limitarea vîrfurilor triunghiulare rezultate după C_3, furnizează impulsuri dreptunghiulare. Cunoscînd durata impulsului necesar pentru amorsarea sigură a tiristoarelor utilizate, se calculează tensiunea de sincronizare:

$$v_{Si} = \frac{2{,}25\ V_{z2}}{t_0}, \qquad (21)$$

unde t_0 este exprimat în ms.

În deducerea formulei (21) s-a aproximat începutul sinusoidei tensiunii de sincronizare cu o dreaptă (pentru că t_0 este mult mai mic decît T).

Cele două diode Zener se aleg în aşa fel încît ele să intre în conducţie numai după creşterea bruscă a lui v_4. Pentru aceasta:

$$E_C > V_{z1} + V_{z2} > V + v_4(T_M), \qquad (22)$$

unde:

$$v_4(T_M) = \frac{1}{C_2} I T_M = K T_M. \qquad (23)$$

Domeniul maxim de liniaritate al caracteristicii de transfer este determinat de:

$$v_4(T_M) = V_{C0}. \qquad (24)$$

Pentru că cele două diode conduc din momentul cînd v_4 devine egal cu V_C pînă la sfîrşitul perioadei T_M, pe D_{z2} nu mai apare tensiunea trapezoidală. În consecinţă, în această perioadă de timp T_5 nu va mai furniza impulsuri de amorsare tiristoarelor şi deci tensiunea pe sarcină va fi nulă.

Mărimea impulsului de amorsare pe poarta tiristorului rezultă din raportul de transformare al transformatorului de impulsuri Tr, care în general este unu, şi din valoarea curentului de saturaţie al lui T_5:

$$I_{C5sat} = \frac{E_C}{R_{15} + R_{prTr}} < I_{c5\ max\ adm}, \qquad (25)$$

R_{prTr} fiind rezistenţa totală în primarul transformatorului. Valoarea maximă a lui R_{14} rezultă din datele de catalog pentru care T_5 are tensiunea de străpungere colector — emitor mai mare decît E_C.

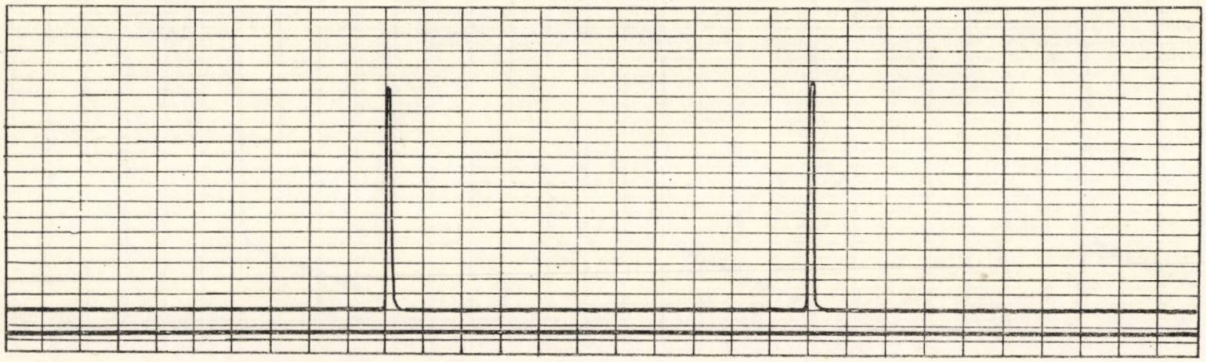
În cazul unei sarcini cu componentă respectivă mică (de obicei inductivă), impulsurile de amorsare vor fi defazate faţă de momentul trecerii prin zero a tensiunii reţelei. Impulsurile de amorsare trebuie să sosească în momentul trecerii prin zero a curentului prin sarcină, al cărui defazaj faţă de tensiunea reţelei este, după regimul tranzitoriu, unghiul φ — relaţia (2). Pentru ca în timpul regimului tranzitoriu, cu impulsuri de amorsare defazate corespunzător regimului permanent, să fie posibilă amorsarea tiristoarelor chiar în momentul trecerii prin zero a curentului prin sarcină este necesar ca impulsurile de amorsare să fie mai late. Din formula (2) şi forma de undă din figura 2 rezultă că lăţimea minimă a impulsurilor trebuie să fie:

$$t_0 = \varphi/2\pi. \qquad (26)$$

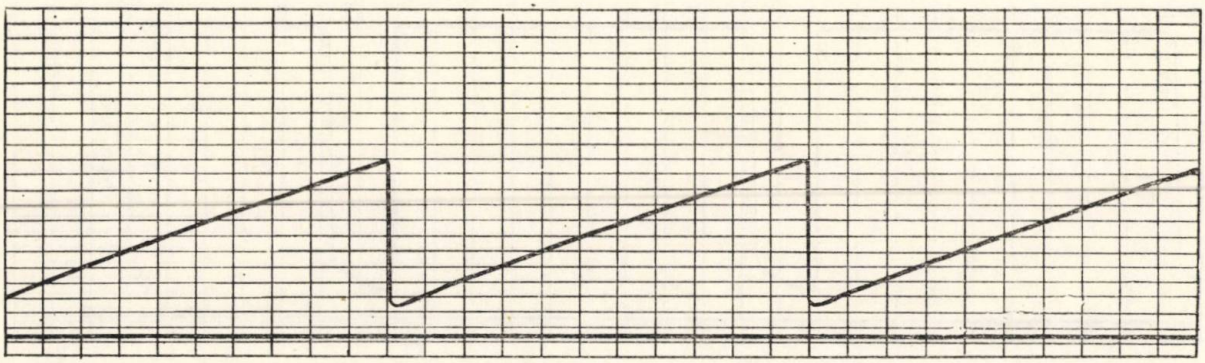
Cu circuitul din figura 3 se poate obţine t_0 maxim de 1 ms, ceea ce înseamnă că defazajul maxim φ poate fi de 18°. Deci impedanţa de sarcină poate avea maximum: tg φ = tg18° = 0,325; cos φ = cos 18° = 0,309; τ_s = 1,04 ms.

Cu valorile circuitului din figura 3 se obţine: T_M = 1 s (ajustabil cu R_4); T_I = 10 ms; plaja de comandă V_C = 0 — 10 V; V_{C0} = 10 V (ajustabil cu R_9); ε = 2,5 %.

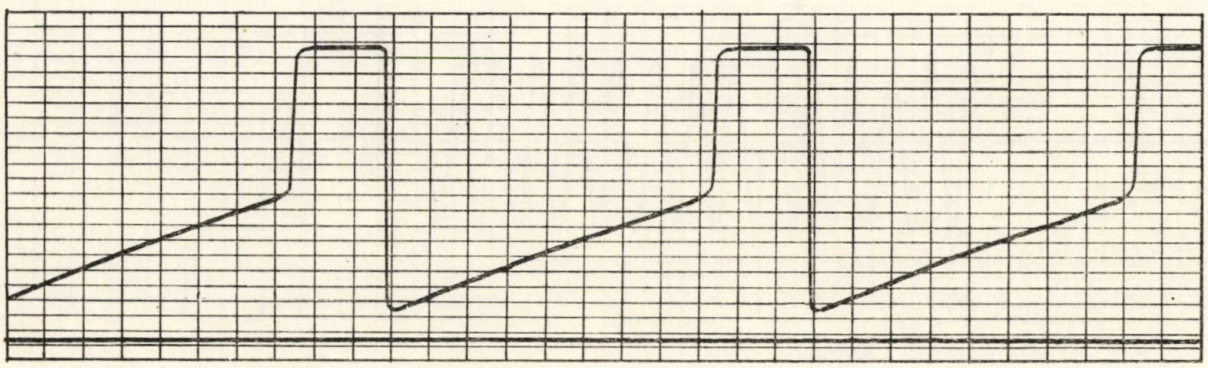
În figura 5 sînt formele de undă ale tensiunilor v_2, v_4 şi v_s, înregistrate cu un înregistrator rapid pe bază de hîrtie carbonică, TSS-101, cu următoarele caracteristici tehnice: banda 0—100 Hz; eroarea statică 2 %; eroarea dinamică 0—50 Hz — 10 %, 0—100 Hz ± 15 %.



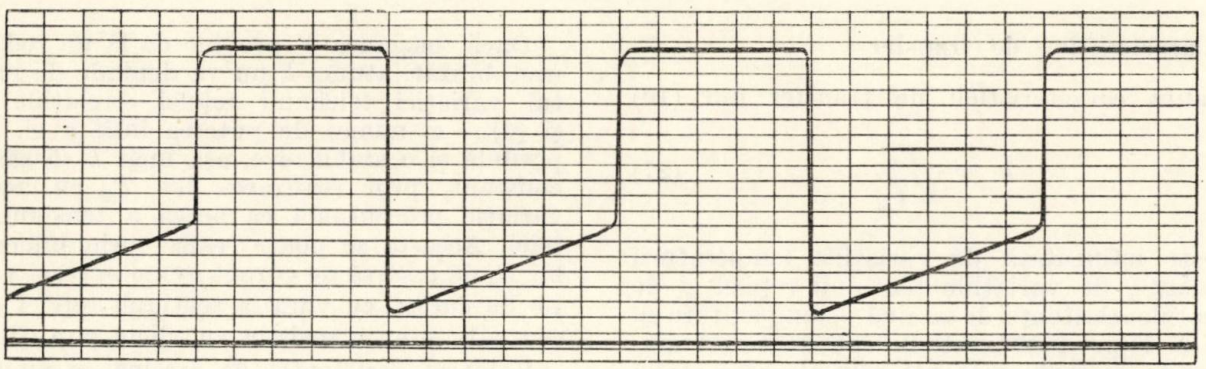
a) $v_2(t)$; Scara: 0,1s/div. ; 2V/div.



b) $v_4(t)$; $V_c \geq V_{co} = 10V$ Scara: 0,1s/div. ; 1V/div.

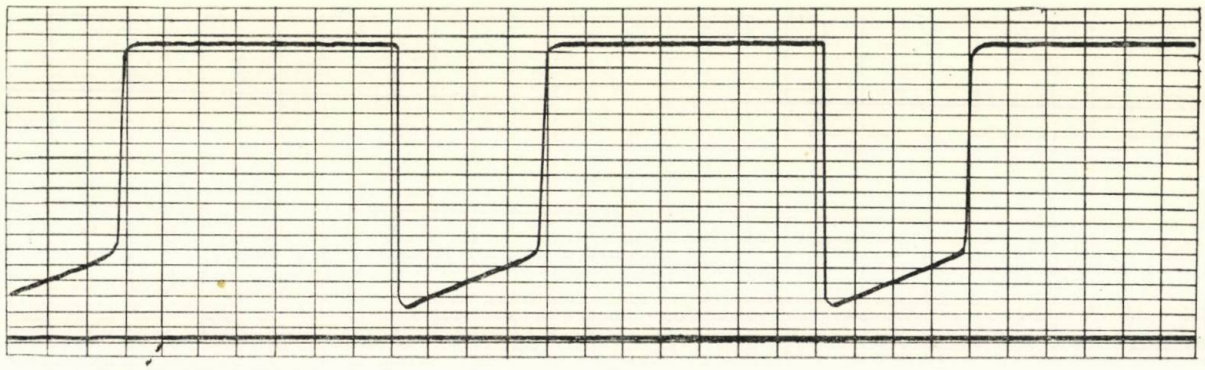


c) $v_4(t)$; $V_c = 8V$ Scara: 0,1s/div. ; 1V/div.

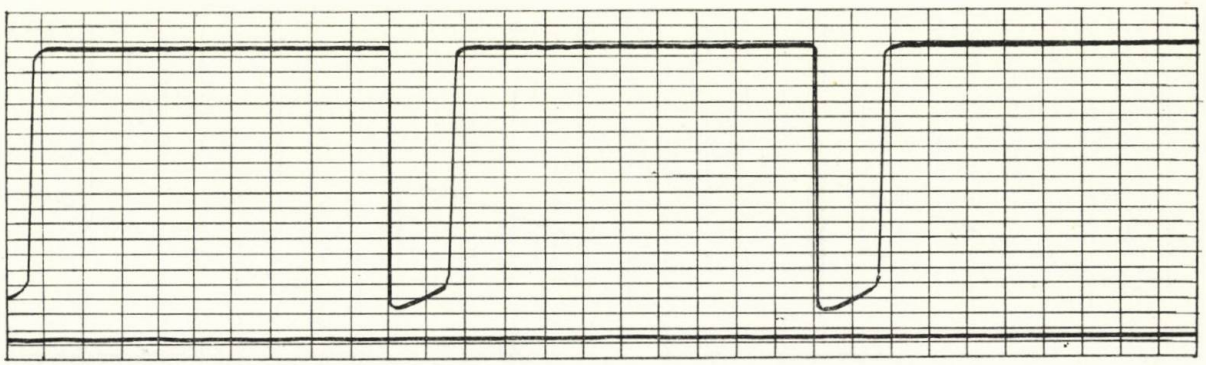


d) $v_4(t)$; $V_c = 6V$ Scara: 0,1s/div. ; 1V/div.

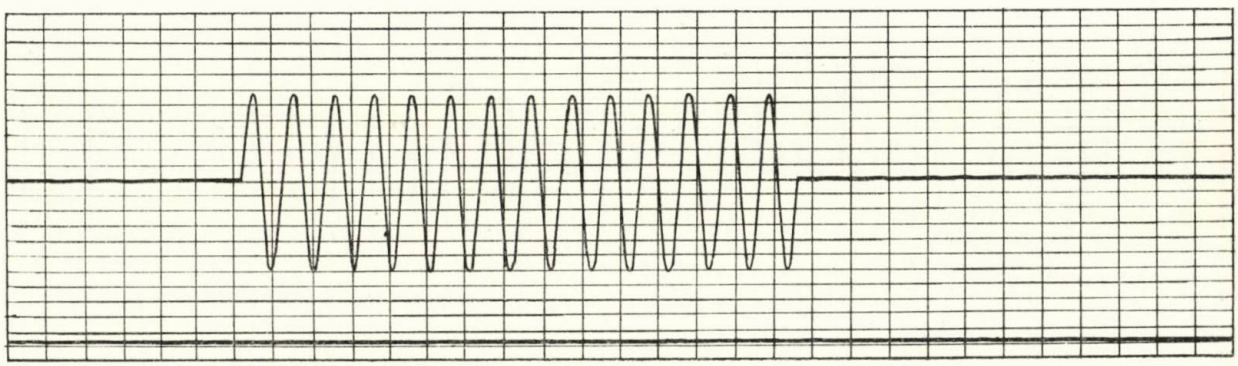
Aut. 101



e) $v_4(t)$; V_c =4V Scara : 0,1s/div. ; 1V/div.



f) $v_4(t)$; V_c=2V Scara : 0,1s/div. ; 1V/div.



g) $v_s(t)$ Scara : 4ms/div. ; 50V/div.

Fig. 5. Formele de undă ale tensiunilor v_2, v_4, şi v_s :
v_2 – tensiunea la ieşirea multivibratorului; v_4 – la ieşirea circuitului de control al impulsurilor de comandă; v_s – la bornele sarcinii; înregistrate cu un înregistrator rapid tehnic TSS–101.

3. Caracteristica de transfer

Panta caracteristicii de transfer din (10) este :

$$k = \frac{P_0}{K T_M} \tag{27}$$

şi este influenţată de variaţiile temperaturii ambiante, de variaţiile tensiunii reţelei şi de variaţiile rezistenţei de sarcină cu temperatura ei.

K şi T_M pot fi obţinute independent de variaţiile temperaturii ambiante prin alegerea corespunzătoare a elementelor pasive care influenţează valoarea lor.

Dacă tensiunea V provine de la un redresor nestabilizat, atunci k nu va depinde de pătratul variaţiei tensiunii reţelei — relaţiile (27) şi (6) — ci numai de puterea întîi a ei. Este posibilă şi o stabilizare, aşa încît k să rămînă constant, prin realizarea lui T_M cu aceeaşi variaţie procentuală ca aceea a tensiunii reţelei. Aceasta se poate realiza prin înlocuirea lui R_4 cu o sursă de curent avînd aceeaşi variaţie de curent cu varaţia tensiunii reţelei (procentual) — un transistor cu siliciu pnp (fig. 7).

Valoarea rezistenţei de sarcină se modifică cu variaţiile temperaturii sarcinii. În general, cu creşterea temperaturii sarcinii creşte şi

rezistenţa de sarcină, deci panta k scade. Cunoscînd timpul rezistenţei de sarcină, se cunoaşte şi legea de dependenţă a ei cu temperatura, care în general este :

$$R_s(\theta) = R_s(\theta_0)\,[1 + \alpha(\theta - \theta_0) + \beta(\theta - \theta_0)^2 + \ldots], \qquad (28)$$

unde :

θ este temperatura rezistenţei ;

α, β — coeficienţii de variaţie cu temperatura.

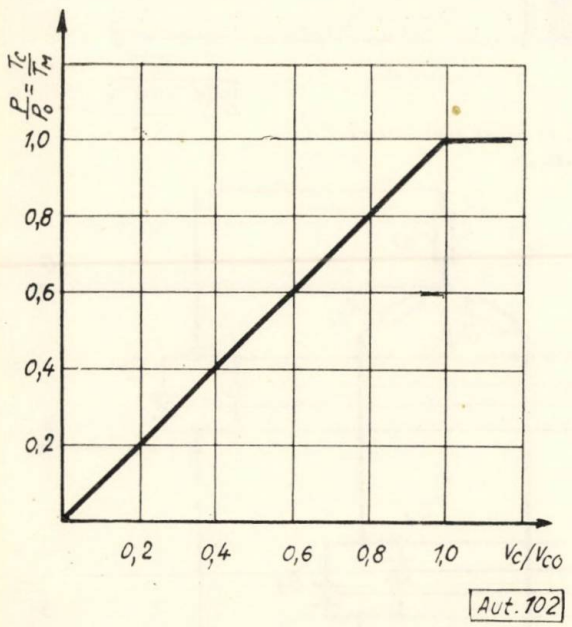


Fig. 6. Caracteristica de transfer normalizată.

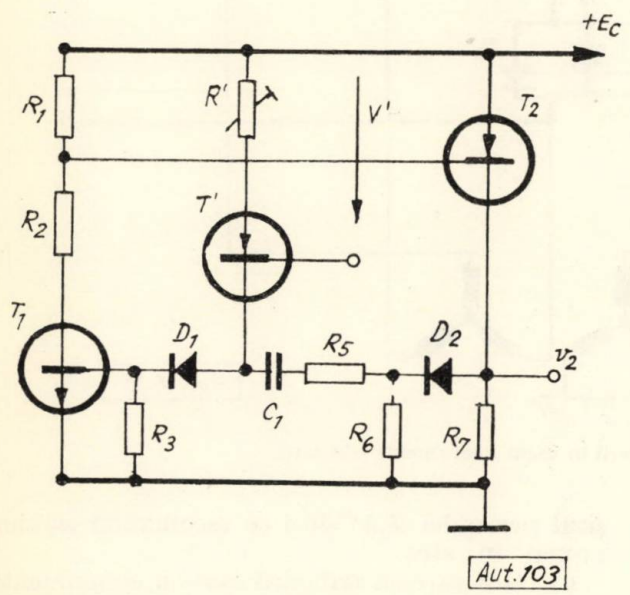


Fig. 7. Multivibratorul cu T_M avînd aceeaşi variaţie procentuală cu variaţia tensiunii reţelei ; V' provine de la un redresor nestabilizat.

La temperatura minimă şi maximă avem panta maximă, respectiv minimă, a caracteristicii de transfer :

$$k_{max} = \frac{V_r^2/R_s(\theta_{min})}{KT_M}, \qquad (29)$$

$$k_{min} = \frac{V_r^2/R_s(\theta_{max})}{KT_M}. \qquad (30)$$

Dacă neliniaritatea lui k cu variaţiile temperaturii sarcinii este :

$$\varepsilon_\theta = \frac{k_{max} - k_{min}}{k_{max}}, \qquad (31)$$

înlocuind k_{max} şi k_{min} din (29) şi (30), rezultă :

$$\varepsilon_\theta = 1 - \frac{R_s(\theta_{max})}{R_s(\theta_{min})} \qquad (32)$$

şi utilizînd (28), neliniaritatea procentuală maximă este :

$$\varepsilon_\theta = [\alpha(\theta_{max} - \theta_{min}) + \beta(\theta_{max} - \theta_{min})^2 + \ldots]\,100, \%. \qquad (33)$$

Cu cît rezistenţa sarcinii va avea coeficienţi termici mai mici cu atît mai mult k va fi liniar.

4. Scheme practice

a) Circuitul de comandă al puterii într-o sarcină rezistivă este cel descris în figura 3. Tensiunea de sincronizare poate fi obţinută de la un transformator care realizează în acelaşi timp şi separarea galvanică. Dacă se utilizează alt tip de tiristor, se reproiectează circuitul de formare al impulsurilor de comandă. Dacă curentul de amorsare trebuie să fie foarte mare (la tiristoare de mare putere) pentru a avea o amplificare de curent suficientă, se poate utiliza o pereche Darlington în locul lui T_5.

b) Circuitul de comandă al puterii, în cazul unei sarcini cu componentă relativă mică (conform celor arătate în introducere şi la punctul 2), va primi tensiunea de sincronizare printr-un circuit de defazare cu unghiul φ (fig. 8). Anularea bruscă a lui C_s la sfîrşitul lui T_C poate să ducă la o supratensiune care, dacă este prea mare, poate fi limitată cu rezistenţa R' (curentul este puţin modificat, vezi linia punctată din figura 2).

c) Circuitul, în cazul unei sarcini trifazate, are trei circuite de formare ale impulsurilor de comandă, separat pentru fiecare fază în parte. Rezistenţele R_a, R_{a2}, R_{a3} sînt pentru egalizarea curenţilor prin cele două diode Zener ale circuitelor de formare. Sincronizarea se face prin transformatorul trifazic Tr (fig. 9). Este de observat că circuitul funcţionează

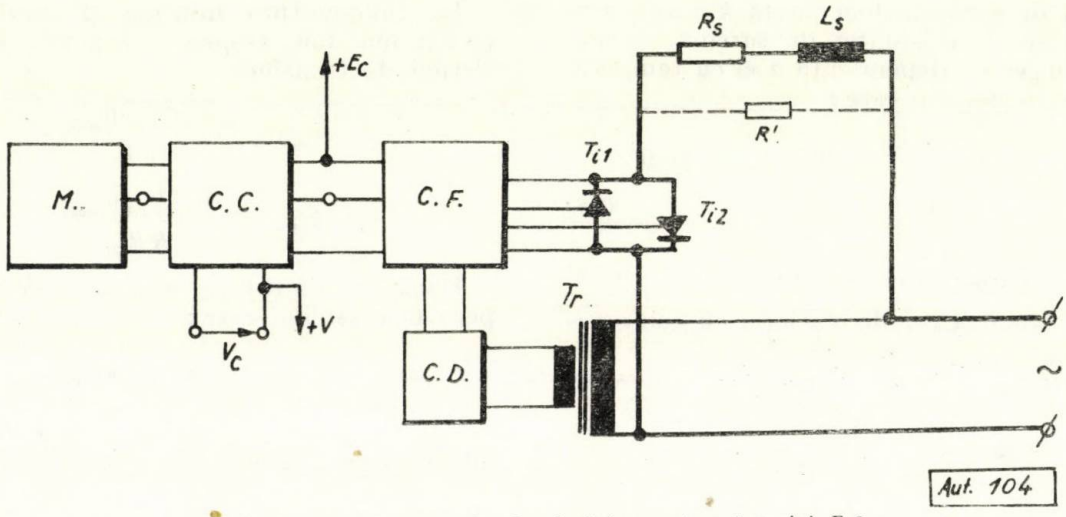


Fig. 8. Circuitul de comandă al puterii în cazul unei sarcini R,L :
C.D. – circuit de defazare

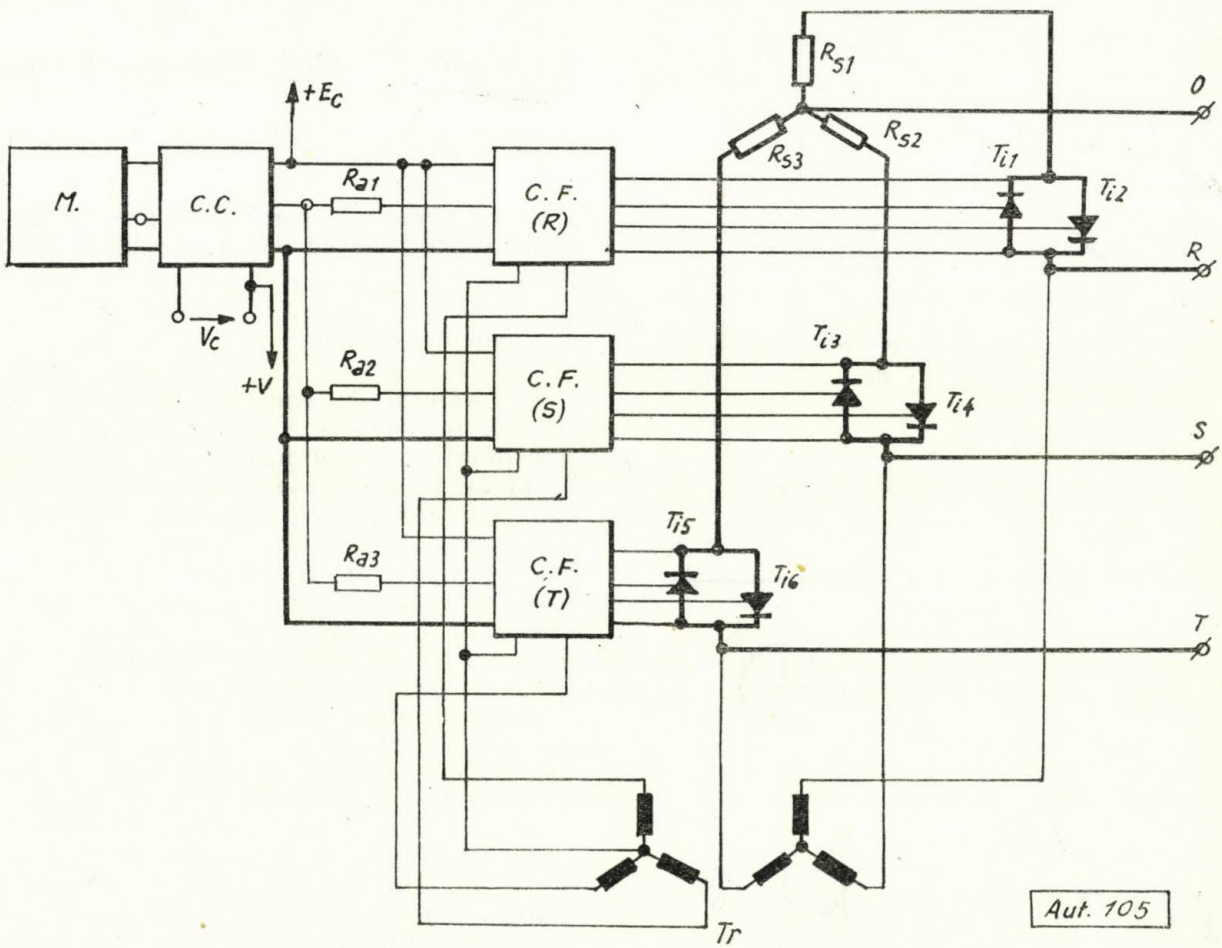


Fig. 9. Circuitul de comandă al puterii în cazul unei sarcini trifazate.

corect numai dacă zero este legat la reţea. Anularea curentului pe una dintre faze făcîndu-se mai repede decît pe celelalte, dacă nu este legat zero la reţea, intervin abateri de la regimul sinusoidal în fazele celelalte, ceea ce este nedorit (este vorba de începutul sau sfîrşitul perioadei T_C); deci se recomandă sarcina numai în stea.

d) Dacă sarcina trifazică este cu componentă reactivă, după transformatorul de sincronizare *Tr* se intercalează circuitele de defazare (similar cu cazul b).

BIBLIOGRAFIE

[1] Taylor, J. R., Sunda, J. A., Schaffner, H. *Suppresing harmonics generated by thyristor-controlled circuitry.* În: Electronic engineering, aug. 1971.
[2] Sinclair, W. D. *Thyristor and their applications.* Editura A.E.I. Semiconductors.
[3] Griffin, A., Ramshaw, R. S. *The thyristor and its applications.*
[4] Zeveke, G., Ionkin, P., Netushil, A., Strakhov, S. *Analysis of electric circuits.*
[5] Gelder, E. Hirschmann, W. *Schaltungen mit Halbleiterbauelementen.*
[6] Malesani, L. *Improved delay circuit for thyristor linear power control.* În: Electronic engineering, ian. 1969.
[7] George, W., Owen, Keaton, P. W. *Fundamentals of electronics*, vol. 3.

Ing. LIVIU CERCEL

Studiul unor fenomene de hazard în circuitele de comutaţie

Lucrarea cuprinde un studiu probabilistic al hazardului, metode originale de detecţie şi eliminare a hazardului în circuitele de comutaţie, un studiu experimental privind basculareа unor memorii elementare. De asemenea este prezentat, cu titlul informativ, un program pe calculator de detectare a hazardului, program realizat de autor printr-un algoritm bazat pe algebra ternară [2].

I. Studiu probabilistic al hazardului în circuitele de comutaţie

Ori de cîte ori semnalele de intrare ale unui circuit de comutaţie combinaţional sau secvenţial se schimbă, semnalele de ieşire sînt prescrise de tabela de adevăr sau tabela de tranziţie, la funcţionarea în mod sigur (determinat). Dacă este posibil ca semnalele de ieşire să funcţioneze într-un mod diferit de cel prescris, se spune că circuitul conţine un „hazard" pentru tranziţia respectivă [1].

În acest capitol se va estima probabilitatea de apariţie a unor fenomene de concurs pentru a vedea în ce măsură funcţionarea circuitului este sigură şi pentru a determina oportunitatea unor circuite suplimentare (circuite de corecţie) care să înlăture hazardul.

1. *Estimarea probabilităţii hazardului*

Oricît ne-am strădui, nu putem realiza fizic circuite elementare de comutaţie care să întîrzie în mod egal un semnal aplicat la intrare.

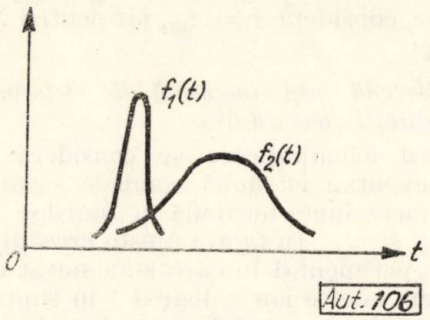


Fig. 1. Densităţile de probabilitate ale timpilor de întîrziere prin două circuite elementare.

Astfel, va exista totdeauna o împrăştiere a valorilor timpilor de întîrziere prin diferite realizări particulare ale unui acelaşi tip de circuit şi, corespunzător, va exista o distribuţie a densităţii de probabilitate a timpului de întîrziere.

Se consideră distribuţiile densităţilor de probabilitate ale timpilor de întîrziere prin două circuite elementare, definite prin densităţile de probabilitate $f_1(t)$ şi $f_2(t)$ (fig. 1). Există evident condiţiile:

$$\int_0^\infty f_1(t)\ dt = 1\,; \quad \int_0^\infty f_2(t)\ dt_1 = 1. \tag{1}$$

Densitatea de probabilitate a timpului de propagare a semnalului prin cele două circuite elementare legate în serie este:

$$\varphi\ (t) = \int_0^t f_1\,(t_1)\, f_2\ (t - t_1) dt_1\,. \tag{2}$$

În cazul general, cînd pe o cale a semnalului sînt j circuite de comutaţie, timpul de întîrziere pe calea respectivă este dat de:

$$\varphi_j\ (t) = \int_0^t f_j\,(t - t_{j-1})\ \mathrm{d}t_{j-1} \int_0^{t_{j-1}} f_{j-1}(t_{j-1} -$$

$$-t_{j-2})\mathrm{d}t_{j-2} \int_0^{t_{j-2}} \ldots \int_0^{t_2} f_2\ (t_2 - t_1)\, f_1\ (t_1)\ \mathrm{d}t_1. \tag{3}$$

Se consideră densităţile de probabilitate $\varphi_1(t)$ şi $\varphi_2(t)$ ale timpilor cu care întîrzie semnalul la două intrări x_1 şi x_2 ale unui circuit elementar. Se presupune că apariţia semnalului întîi pe intrarea x_1 conduce la ieşire falsă.

Probabilitatea apariţiei hazardului este:

$$P\ (t_{x_2} > t_{x_1}) = \int_0^\infty \varphi_1\ (t_1)\ \mathrm{d}t_1 \int_{t_1}^\infty \varphi_2\ (t_2)\ \mathrm{d}t_2. \tag{4}$$

Într-un circuit secvenţial, în care P_k este probabilitatea hazardului la trecerea între stările s_k şi s_{k+1}, pornind din starea s_k, probabilitatea ca să se ajungă după n tacte, în urma unei funcţionări corecte, în starea s_{k+n}, este:

$$P_k^{(n)} = (1 - P_k)\ (1 - P_{k+1})\ \ldots\ (1 - P_{k+n-1}). \tag{5}$$

Cum termenii $(1-P_j)\leqslant 1$, rezultă $P_k^{(l+1)}\leqslant P_k^{(l)}$. Deci probabilitatea funcţionării corecte la circuitele secvenţiale ar scădea cu creşterea duratei de funcţionare. Pentru a înlătura acest neajuns, trebuie ca probabilităţile tuturor hazardurilor de tipul P_j să fie riguros egale cu zero, în caz contrar utilizîndu-se circuite de corecţie.

2. *Metodă simplificată de determinare a necesităţii corecţiilor*

În cele ce urmează se va utiliza pentru circuitele elementare de comutaţie reprezentarea simbolică din figura 2.

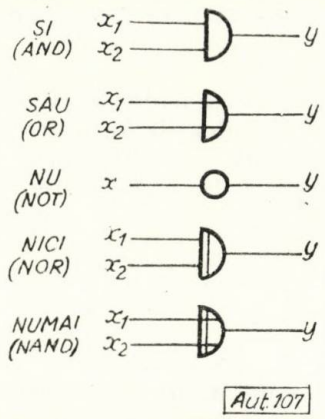


Fig. 2. Reprezentarea simbolică a circuitelor elementare de comutaţie.

Considerăm un circuit ŞI cu două intrări x_1 şi x_2, care comută la timpii t_1, respectiv t_2, ca în figura 3.

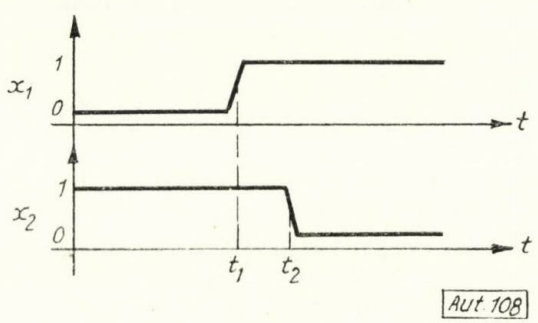


Fig. 3. Exemplificare a metodei de determinare a necesităţii corecţiilor.

Experimental se constată că, pentru a nu apărea un impuls parazit 1 (hazard) la ieşirea circuitului ŞI, trebuie ca:

$$t_2 - t_1 \leqslant \tau, \tag{6}$$

unde τ este timpul minim de întîrziere printr-un circuit elementar de comutaţie.

În continuare, se presupune că densităţile de probabilitate $\varphi_1(t)$ şi $\varphi_2(t)$ ale timpilor cu care întîrzie semnalele la intrările x_1 şi x_2 ale unui circuit elementar sînt distribuţii normale de probabilitate (fig. 4) cu dispersiile Σ_1 respectiv Σ_2, şi valorile medii T_1, respectiv T_2. Este cunoscut că:

$$\int_{T_1-3\Sigma_1}^{T_1+3\Sigma_1} \varphi_1(t)\,dt = \int_{T_2-3\Sigma_2}^{T_2+3\Sigma_2} \varphi_2(t)\,dt = 0{,}9973 \cong 1,$$

deci putem limita cele două distribuţii la intervalele $(T_1 - 3\Sigma_1,\ T_1 + 3\ \Sigma_1)$, respectiv $(T_2 - 3\Sigma_2,\ T_2 + 3\ \Sigma_2)$.

Condiţia (6) ca probabilitatea hazardului să fie zero (pentru a nu fi necesare corecţiile) devine:

$$(T_2 + 3\ \Sigma_2) - (T_1 - 3\Sigma_1) \leqslant \tau. \tag{7}$$

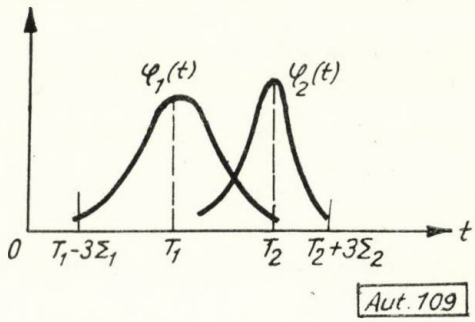


Fig. 4. Distribuţii de probabilitate normale de timp.

Timpii de tipul T_i şi dispersiile de tipul Σ_i se calculează din relaţiile [3]:

$$T_i = \sum_j t_{ij};\quad \Sigma_i = \sqrt{\sum_j \sigma_{ij}^2}, \tag{8}$$

unde t_{ij} sînt valorile medii ale întîrzierilor prin celulele de pe calea i, iar σ_{ij} sînt dispersiile corespunzătoare.

Ca urmare a fenomenelor de concurs, la ieşirea unui modul elementar NICI poate apărea un scurt impuls parazit cu semnificaţie logică 1, iar la ieşirea unui modul NUMAI un scurt impuls 0.

Dacă timpii minimi de întîrziere τ_{01} şi τ_{10} prin aceste module sînt diferiţi la comutarea ieşirii din 0 în 1, respectiv din 1 în 0, atunci vom prefera modulele NICI cînd $\tau_{01} > \tau_{10}$ şi modulele NUMAI cînd $\tau_{01} < \tau_{10}$ (pentru NICI se consideră $\tau = \tau_{01}$, iar pentru NUMAI, $\tau = \tau_{10}$).

3. *Metodă experimentală de determinare a probabilităţii hazardului*

Pentru exemplificare se consideră un circuit secvenţial cu două semnale secundare, a cărui succesiune normală a stărilor este s_0, s_1, s_2, s_3, s_0, ... În figura 5 este prezentat montajul experimental în care s-au notat cu s_0, s_1, s_2, s_3 semnale ce iau valoarea 1 în timpul stării pe care o desemnează fiecare. Durata impulsului furnizat de monostabilele MS_1, MS_2, MS_3 şi MS_0 va fi aleasă mai mică decît durata de timp dintre două modificări ale stării circuitului de comutaţie. Se presupune că se ur-

mărește să se determine probabilitatea hazardului în tranziția $s_0 \to s_1$. Pentru aceasta se cuplează numărătoarele N_1 și N_2 prin comutatoarele K_1, respectiv K_2, la bornele a_0, respectiv b_0.

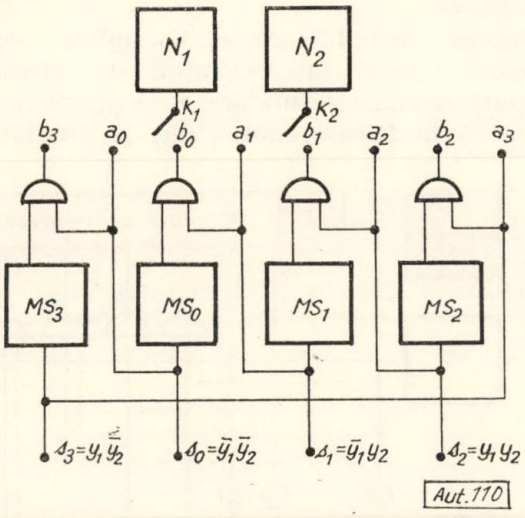


Fig. 5. Montaj experimental pentru determinarea probabilității hazardului.

În momentul în care circuitul ajunge în starea s_0, la borna a_0 vom avea semnal 1 și conținutul lui N_1 va crește cu o unitate. Dacă la o nouă schimbare a intrării circuitul trece în starea s_1, la intrarea MS_0 se aplică un impuls pozitiv și acesta va trece în regim cvasistaționar, iar ca urmare la borna b_0 vom avea semnal 1 și conținutul lui N_2 va crește cu o unitate. Dacă din s_0 circuitul trece într-o stare diferită de cea normală, s_1, conținutul lui N_2 nu se modifică.

După un număr suficient de tranziții care să garanteze o bună precizie a estimării, se face raportul conținuturilor numărătoarelor N_2 și N_1. Valoarea obținută reprezintă probabilitatea bunei funcționări în tranziția considerată. Scăzînd din 1 această valoare, se obține probabilitatea hazardului în tranziția respectivă. În același mod se poate proceda pentru toate tranzițiile.

II. Metode de eliminare a hazardului în circuitele de comutație

1. *Metoda pseudoegalizării timpilor de întîrziere*

Metoda constă în introducerea a una sau două celule de întîrziere care să suplinească lipsa unui, respectiv două nivele prefinale de pe o cale de propagare a semnalului în sistemele combinaționale transpuse pe trei nivele (în cazul scrierii sub o formă disjunctivă sau conjunctivă minimă) [1].

Dacă se consideră că întîrzierea medie t și dispersia întîrzierii σ printr-un modul sînt aceleași pentru toate modulele, inclusiv circuitele de întîrziere, și egale la comutarea din 0 în 1 și din 1 în 0, atunci relația (7) conduce la următoarele inegalități:

$$(t_{med} + 3\ \sigma) - (t_{med} - 3\ \sigma) \leqslant \tau \qquad (9)$$

pentru înlăturarea hazardului la nivelul 2, și:

$$(T + 3\Sigma) - (T - 3\Sigma) \leqslant \tau \qquad (10)$$

pentru înlăturarea hazardului la nivelul 3, unde:

$$T = t_{med} + t_{med} = 2t_{med}\,;\ \Sigma = \sqrt{\sigma^2 + \sigma^2} = \sigma\sqrt{2}.$$

Din relațiile (9) și (10) se obțin condițiile:

$$\sigma \leqslant \frac{\tau}{6}, \qquad (11)$$

respectiv:

$$\sigma \leqslant \frac{\tau}{6\sqrt{2}}, \qquad (12)$$

care, intersectate, conduc la inecuația (12) ce reprezintă condiția necesară și suficientă pentru ca hazardul din circuit să aibă probabilitatea zero.

Această metodă garantează înlăturarea atît a hazardului funcțional, cît și a celui logic [2], fără a mai apela în cazul al doilea la introducerea unor termeni redondanți.

2. *Metoda tactului intercalat*

În această metodă, semnalele de corecție se obțin de la ieșirile unor elemente de memorie, și anume circuitele bistabile.

Pentru exemplificare se consideră un circuit secvențial cu o intrare x și două semnale secundare y_1 și y_2. În tranziția din starea s_0, în care $x = 0$, $y_1 = y_2 = 0$, în starea s_1, unde $x = 1$, $y_1 = 0$, $y_2 = 1$, modulul din figura 6 este sediul unui fenomen de concurs. Pentru

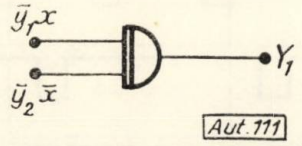


Fig. 6. Circuit elementar ce constituie sediul unui fenomen de concurs.

eliminarea hazardului se aplică printr-o nouă intrare un semnal de corecție K_{01}, ce trebuie să fie 1 pe durata tranziției, și care este obținut cu ajutorul schemei din figura 7.

În figura 8 este prezentată diagrama de semnale corespunzătoare.

Basculările monostabilelor și a bistabilului se face cu impulsuri pozitive. Durata impulsului furnizat de monostabile se ia aproximativ jumătate din durata minimă a unei stări

stabile. Semnalul K_{01} este 1 în ultima parte a stării s_0 şi prima parte a stării s_1, deci şi în timpul tranziţiei între cele două stări.

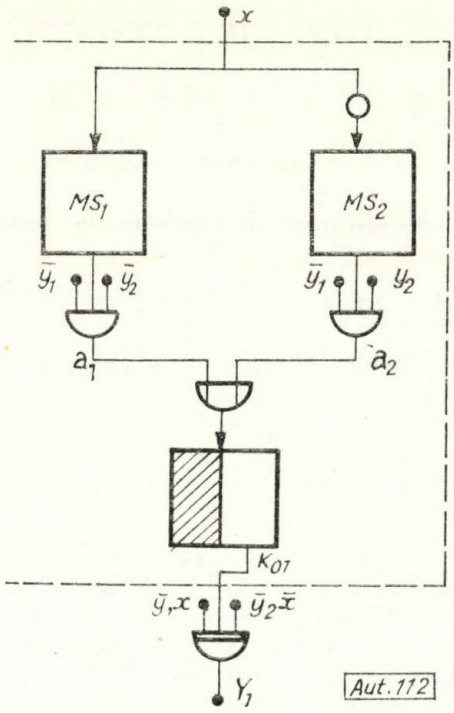


Fig. 7. Exemplificare a metodei tactului intercalat.

Pentru fiecare tranziţie se poate construi un sistem asemănător în care MS_1 şi MS_2 sînt comune.

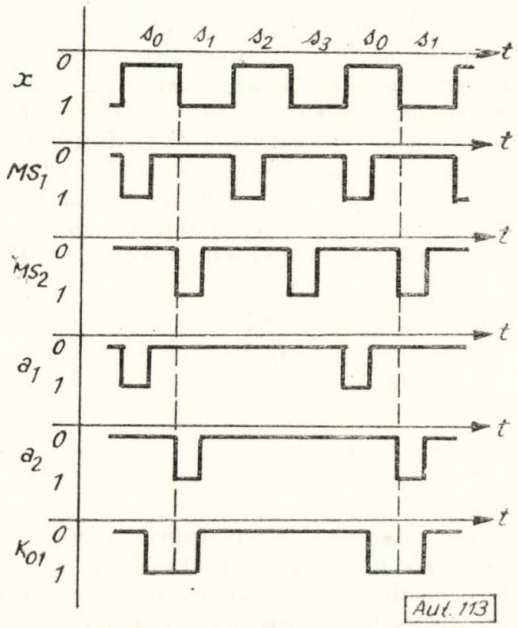


Fig. 8. Diagrama de semnale pentru circuitul din figura 7.

3. *Metoda întîrzierii intrării*

Metoda este utilizabilă în cazul circuitelor secvenţiale cu succesiune predeterminată a stărilor (în cazul existenţei unui ciclu al stărilor interne) şi la care trecerea dintre două stări stabile adiacente este realizată prin schimbarea unui singur semnal secundar (pentru ca celelalte $n-1$ semnale secundare să descrie, împreună cu noua valoare a intrării, în totalitate tranziţia).

Pentru exemplificare se va aplica metoda în cazul unui circuit secvenţial cu o intrare x şi două semnale secundare y_1 şi y_2. Se presupune că în fiecare dintre cele patru tranziţii

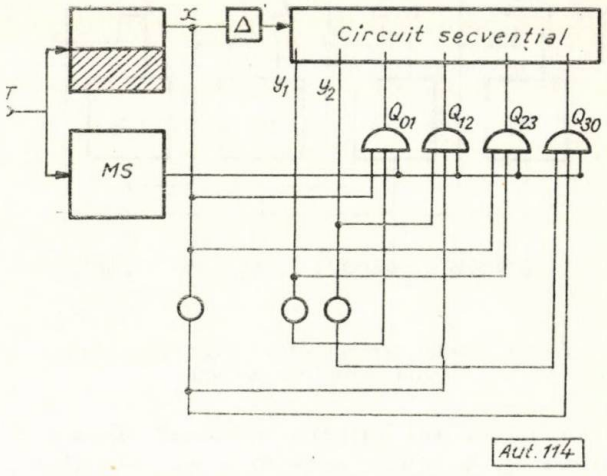


Fig. 9. Exemplificare a metodei întîrzierii intrării.

între stările adiacente există cel puţin un hazard de eliminat (fig. 9).

Semnalul de intrare x este obţinut de la ieşirea unui bistabil care este basculat de un semnal de tact T (care acţionează la momente arbitrare de timp, determinate de desfăşurarea, de exemplu, a unui proces). Semnalul T basculează şi un monostabil MS, a cărui ieşire este aplicată la intrarea fiecăruia dintre circuitele ŞI ce furnizează semnalele de corecţie Q_{ij} (pentru tranziţia dintre stările s_i şi s). La celelalte două intrări ale fiecărui ŞI se aplică variabila secundară, care nu se schimbă în tranziţia respectivă, şi variabila de intrare cu valoarea corespunzătoare stării s_j.

De exemplu, pentru tranziţia dintre stările s_0 şi s_1, la intrarea circuitului ŞI cu ieşirea Q_{01} se aplică ieşirea lui MS (care este 1 pe durata impulsului din momentul schimbării variabilei x), variabila $\bar{y}_1 = 1$ (pe parcursul celor două stări) şi variabila $x = 1$ (caracteristică stării s_1 spre care se desfăşoară tranziţia).

Datorită elementului de întîrziere Δ, doar din momentul în care $Q_{01} = 1$, semnalul x ajunge la intrarea circuitului secvenţial. Din acest moment începe tranziţia circuitului secvenţial din starea s_0 în s_1, fără să existe însă pericolul unei funcţionări false, deoarece semnalul Q_{01} este aplicat la intrările tuturor celulelor ce sînt surse ale hazardului în tranziţia respectivă. Durata impulsului furnizat de MS

(deci şi a situaţiei $Q_{01} = 1$) va fi astfel stabilită încît să acopere în timp regimul de tranziţie al circuitului secvenţial.

III. Studiu experimental asupra condiţiilor de basculare a unor memorii elementare

În cazul circuitelor de comutaţie care conţin circuite bistabile (ce au rolul unor memorii permanente) sau monostabile (memorii temporare) se impune determinarea condiţiilor de basculare a unor asemenea memorii elementare pentru ca, utilizînd circuite de corecţie corespunzătoare, să se poată înlătura o asemenea basculare ce s-ar datori impulsurilor parazite rezultate în urma unor fenomene de soncurs.

variabilă (cu ajutorul lui MS_3) şi cu front anterior variabil în limite înguste.

O soluţie mult mai bună, dar care impune folosirea unui generator de impulsuri cu înalte performanţe, o constituie utilizarea unui al doilea canal al lui *GI* care furnizează impulsuri de aceeaşi frecvenţă cu primul canal, dar decalate în timp, de durată minimă de cîteva nanosecunde, cu posibilităţi de modificare independentă a frontului anterior K_a şi a celui posterior K_p în limite foarte largi, de la 1 $\frac{ns}{V}$ la 0,1 $\frac{ms}{V}$.

Impulsurile folosite (atît cele de la ieşirea circuitului NUMAI cît şi cele de pe canalul

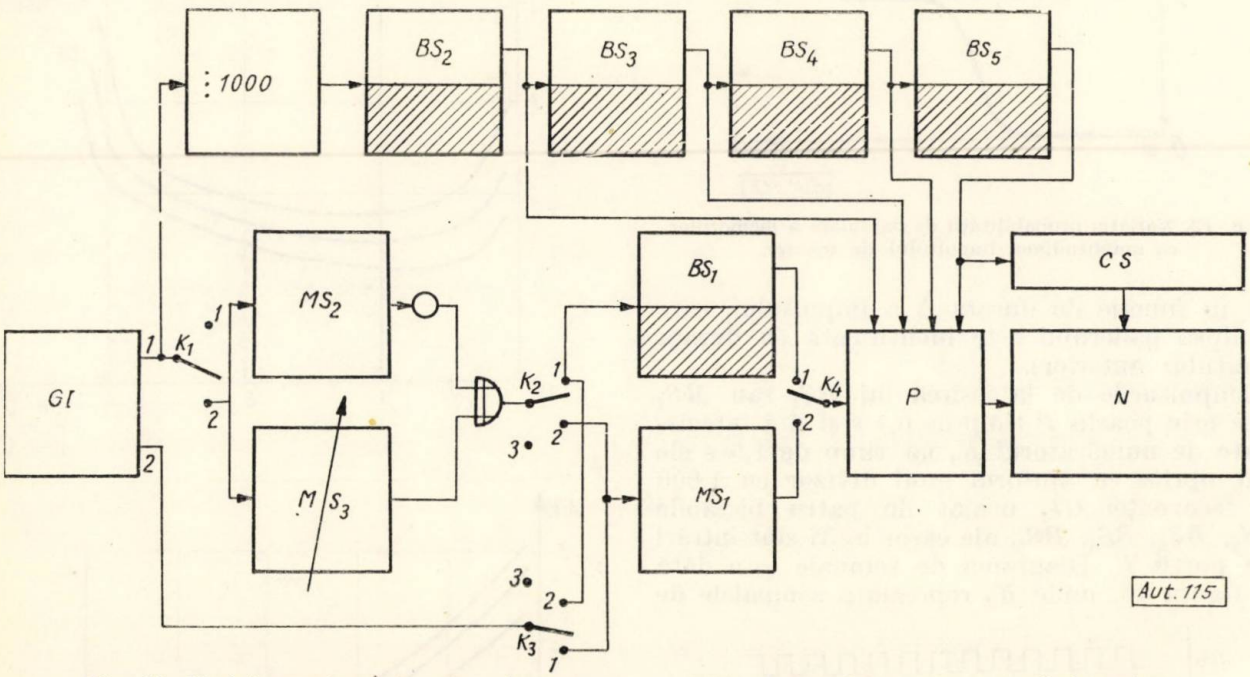


Fig. 10. Montaj experimental pentru determinarea condiţiilor de basculare a unor memorii elementare.

În acest scop a fost realizat un montaj experimental (fig. 10) ce prezintă două posibilităţi de funcţionare, alegerea uneia dintre ele condiţionînd exactitatea şi completitudinea datelor experimentale.

Un prim mod de funcţionare este următorul:

Generatorul de impulsuri *GI* furnizează pe canalul 1 impulsuri dreptunghiulare cu frecvenţa de 10 kHz (astfel aleasă pentru asigurarea timpului optim necesar la înregistrarea datelor experimentale, cu folosirea unui număr minim de circuite bistabile). Se pune comutatorul K_1 pe poziţia 2, impulsurile de la *GI* basculînd monostabilele MS_2 şi MS_3. MS_3 are durata impulsurilor la ieşire variabilă, iar MS_2 este urmat de un inversor. La ieşirea circuitului NUMAI care urmează se pot obţine impulsuri pozitive foarte scurte, cu durată

2 al *GI*) sînt de formă triunghiulară (fig. 11), deoarece amplitudinea acestora, necesară pen-

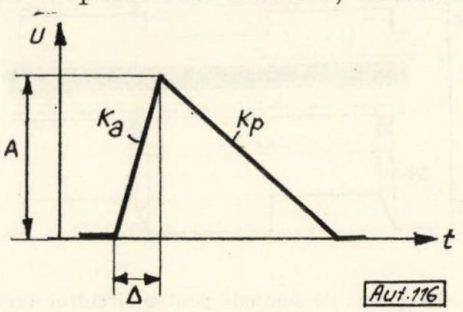


Fig. 11. Impuls folosit pentru bascularea memoriilor elementare.

tru bascularea unor bistabile sau monostabile, este de regulă mai mică decît amplitudinile impulsurilor folosite uzual în practică, şi deci

nu mai poate fi vorba de existenţa unui palier (deoarece nu se atinge nivelul de tensiune corespunzător în mod uzual palierului).

Impulsurile generate de *GI* pe canalul 2 devin triunghiulare prin asigurarea unor durate mici şi fronturi relativ mari ale acestora, situaţie ce corespunde mai bine studiului propus.

Aceste impulsuri triunghiulare sînt aplicate elementelor BS_1 şi MS_1 care pot (pentru fronturile anterior şi posterior ale impulsurilor constante) să basculeze cu o probabilitate mai mare sau mai mică (ce variază de la 0 la 1) în funcţie de amplitudinea A (fig. 12) (respectiv în funcţie de durata Δ a impulsului, care în lipsa palierului este identificată cu durata frontului anterior).

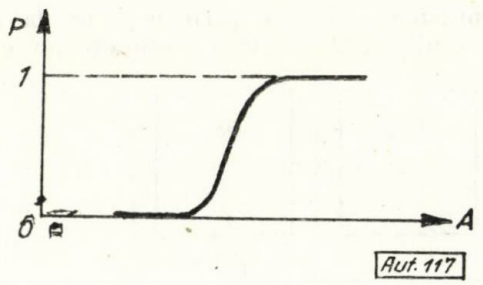


Fig. 12. Variaţia probabilităţii de basculare a memoriilor cu amplitudinea impulsului de intrare.

Impulsurile de la ieşirea lui BS_1 sau MS_1 trec prin poarta P timp de 0,1 s şi sînt înregistrate de numărătorul N, iar timp de 1,5 s ele sînt oprite cu ajutorul unui divizor cu 1 000 al frecvenţei *GI*, urmat de patru bistabile BS_2, BS_3, BS_4, BS_5, ale căror ieşiri sînt intrări ale porţii P. Diagrama de semnale este dată în figura 13, unde K_4 reprezintă semnalele de

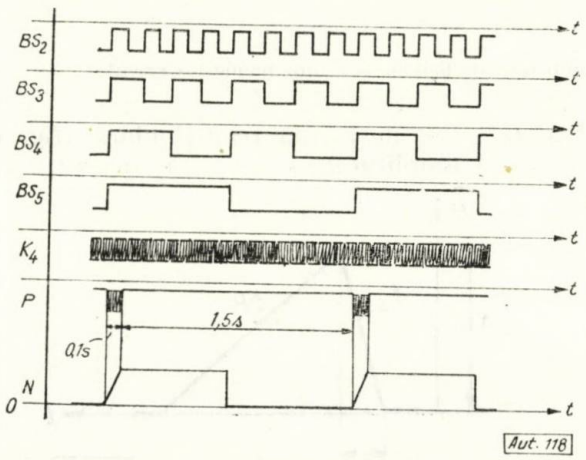


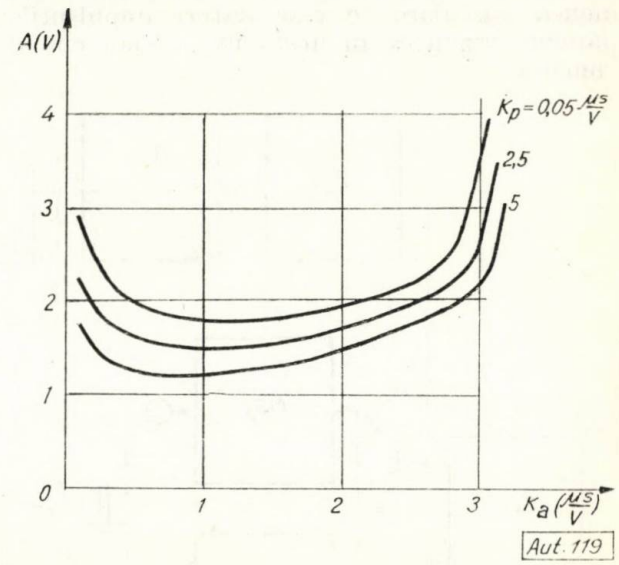
Fig. 13. Diagrama de semnale pentru circuitul din figura 10

la ieşirea lui BS_1 sau MS_1, iar BS_2, BS_3, BS_4, BS_5 şi P sînt semnalele de ieşire ale elementelor respective, N fiind conţinutul numărătorului. Circuitul de ştergere *CS* anulează periodic conţinutul numărătorului.

În condiţiile menţionate, numărătorul primeşte în 0,1 s maximum 500 de impulsuri de la BS_1 sau 1 000 de impulsuri de la MS_1.

Pentru probabilitatea de basculare $P = 0{,}5$ s-a obţinut pentru BS_1 (fig. 14) familia de curbe $A = f_1(K_a, K_p)$, unde K_p este parametru.

Datorită tendinţei de păstrare constantă a energiei de comutaţie, cu creşterea lui K_a, A scade la început, iar apoi începe să crească (spectrul de frecvenţe al impulsului de intrare se deplasează spre frecvenţe mai mici, iar impedanţa circuitului de declanşare şi, corespunzător, raportul semnal de intrare/semnal de comutaţie cresc).



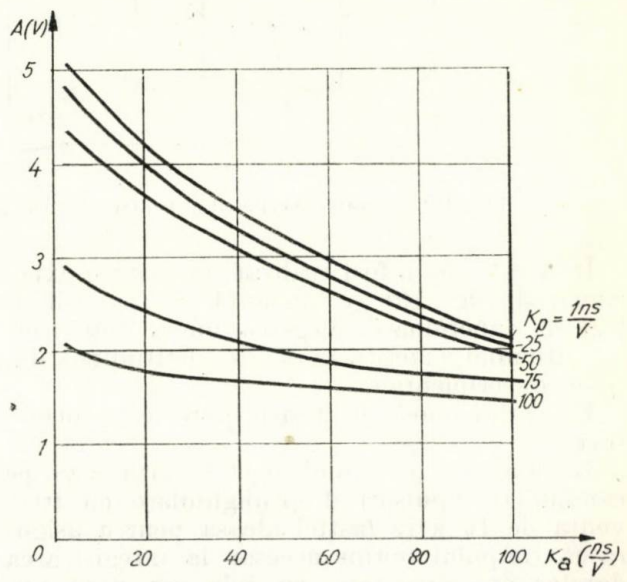


Fig. 14. Curbele $A = f_1(K_a, K_p)$ pentru BS_1 ($P = 0{,}5$).

Aceste curbe delimitează zone în plan în care BS_1 basculează sau nu. Fiecare dintre ele este încadrată de o zonă de incertitudine

(care nu este figurată), în care probabilitatea de basculare variază între 0 şi 1.

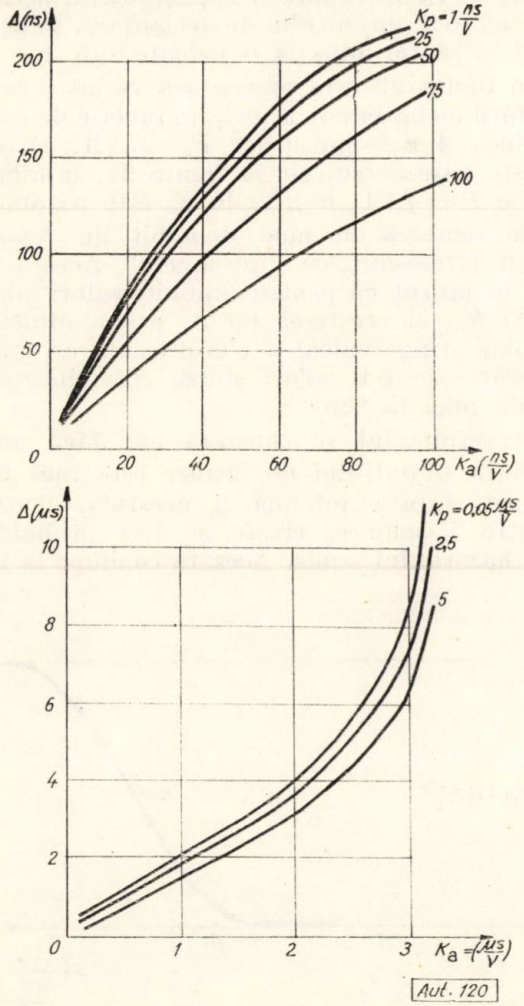


Fig. 15. Curbele $\Delta = f_2(K_a, K_p)$ pentru BS $(P = 0,5)$.

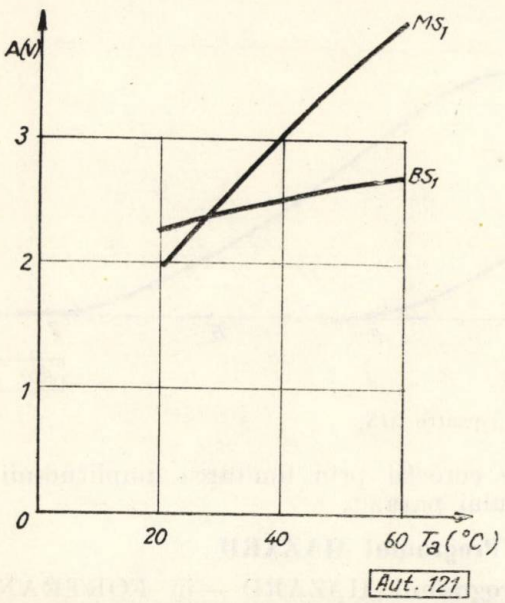


Fig. 16. Curbele $A = \varphi_1(T_a)$ pentru BS_1 şi MS_1 $(P = 0,5)$.

Tot pentru $P = 0,5$ s-au ridicat, pentru BS_1 (fig. 15), curbele $\Delta = f_2$ (K_a, K_p), unde K_p este parametru.

Aceste curbe sînt importante deoarece, pentru o anumită durată Δ a unui impuls de intrare într-un circuit basculant, se poate determina constanta de timp a unui circuit de integrare de corecţie de tip RC, pentru ca frontul K_a să fie mai mare decît cel indicat pe diagramă ca fiind minimul necesar pentru înlăturarea efectelor impulsului privind basculareа.

Pentru $P = 0,5$ s-a studiat şi variaţia condiţiilor de basculare (variaţia amplitudinii impulsurilor de intrare) cu temperatura (fig. 16), cu tensiunea de alimentare de colector E_c (fig. 17) şi cu tensiunea de bază E_b (fig. 18), pentru $K_a = K_p = 0,1$ μs/V.

Aceste variaţii se datoresc schimbării interne a condiţiilor de basculare prin modifi-

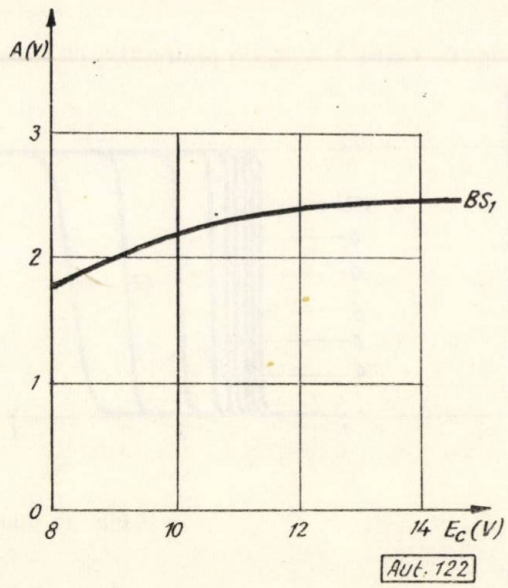


Fig. 17. Curba $A = \varphi_2$ (E_c) pentru BS_1 $(P = 0,5)$.

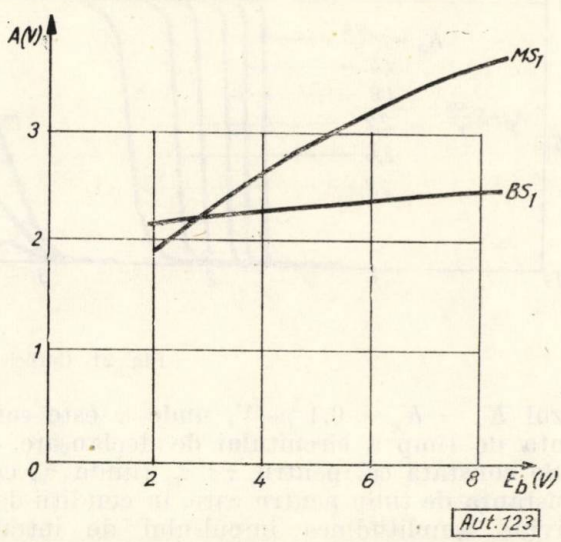


Fig. 18. Curbele $A = \varphi_3(E_b)$ pentru BS_1 şi MS_1 $(P = 0,5)$.

carea parametrilor elementelor active şi a polarizării joncţiunilor acestora.

Pentru MS_1, considerînd de asemenea $P = 0{,}5$, s-a ridicat curba (fig. 19) $A = f_3(\tau)$, în

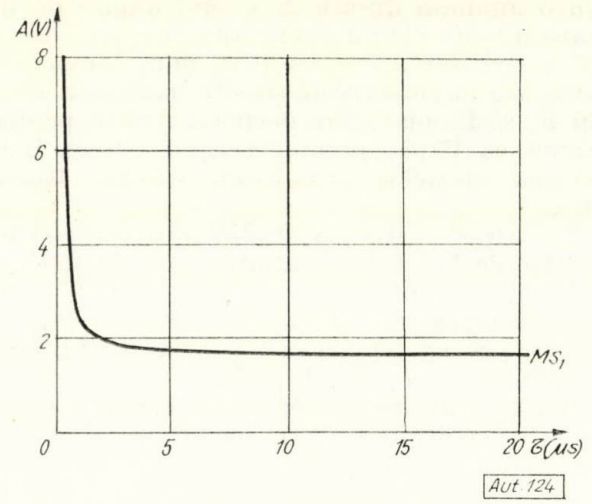


Fig. 19. Curba $A = f_3(\tau)$ pentru MS_1 ($P = 0{,}5$).

cazul $K_a = K_p = 0{,}1$ μs/V, unde τ este constanta de timp a circuitului de declanşare.

Se constată că, pentru $\tau < \tau_{cr}$ (unde τ_{cr} este constanta de timp pentru care, în condiţii date privind amplitudinea impulsului de intrare, circuitul este la limita de basculare), circuitul nu mai basculează. Deci pentru îndepărtarea efectelor unui impuls parazit de amplitudine dată, se va introduce o capacitate în serie cu capacitatea circuitului de declanşare, în aşa fel încît τ să fie adus la o valoare sub τ_{cr}.

În figura 20 este prezentată variaţia probabilităţii de basculare a MS_1, în funcţie de amplitudinea A a impulsurilor $P = f_4(A, \tau)$, unde τ este parametru, iar în figura 21, familia de curbe $P = f_5(A, K_a)$, unde K_a este parametru.

Se remarcă în mod deosebit un fenomen foarte interesant, de „întoarcere". Acesta constă în faptul că pentru anumite valori ale lui K_p şi K_a, cu creşterea lui A, probabilitatea P nu mai atinge valoarea 1 ci prezintă un maxim inferior acestei valori după care începe să scadă pînă la zero.

Experimental se constată că, dacă amplitudinea impulsului de intrare este mai mică, atunci durata minimă a acestuia, necesară pentru basculare, creşte şi deci probabilitatea hazardului scade. Aceasta conduce la ideea

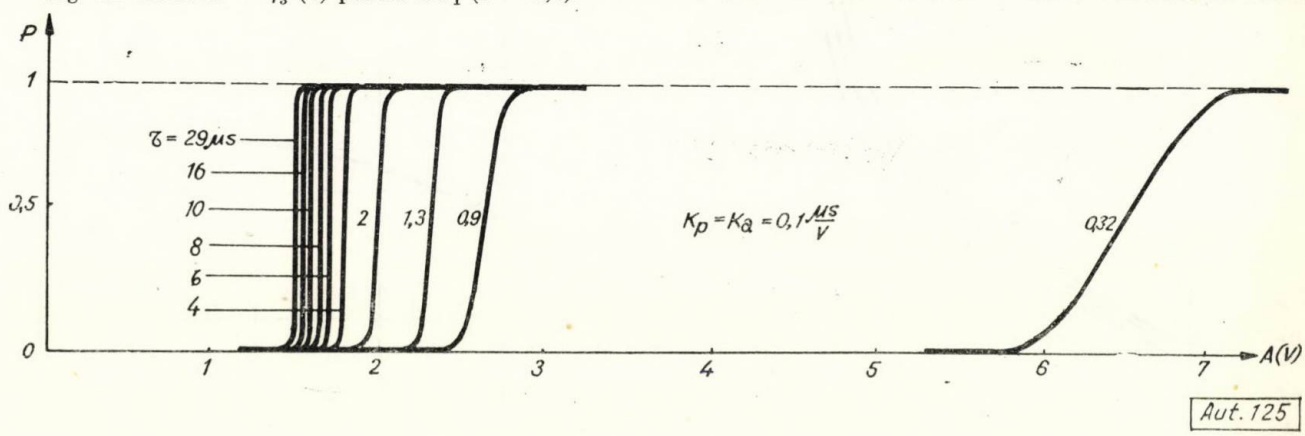


Fig. 20. Curbele $P = f_4(A, \tau)$ pentru MS_1.

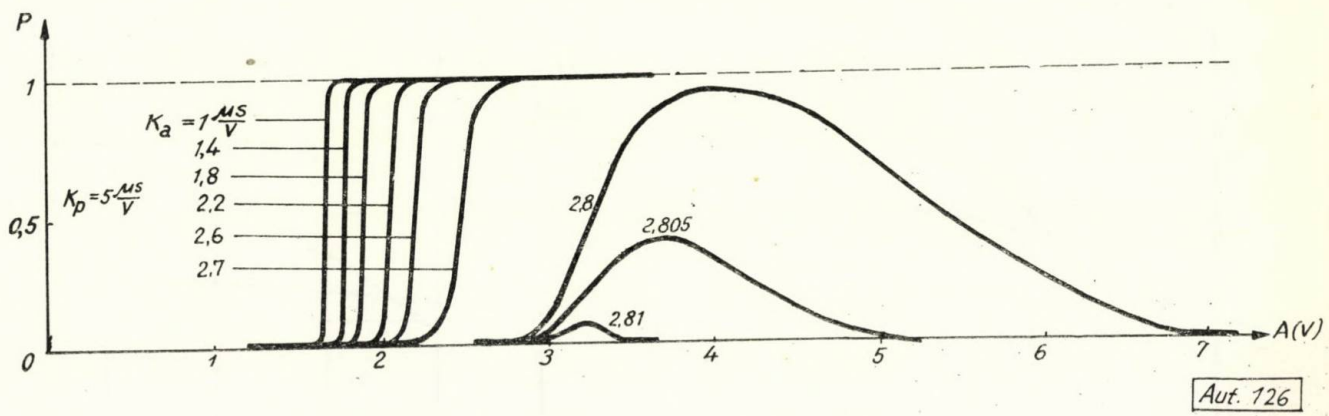


Fig. 21. Curbele $P = f_5(A, K_a)$ pentru MS_1.

unor corecţii prin limitarea amplitudinii impulsului parazit.

IV. Programul HAZARD

Programul HAZARD — în FORTRAN IV — determină printr-o metodă bazată pe al-

gebra ternară [2] existenţa unor hazarduri pentru tranziţiile ce se desfăşoară în cadrul unui ciclu de funcţionare al unui circuit de comutaţie secvenţial. În continuare se pot folosi metodele de la paragrafele I_2, II_1, II_2 şi II_3.

★

Din cele expuse rezultă că, în cazul unui circuit combinaţional, fenomenele de concurs conduc la apariţia unor semnale false numai în timpul regimului tranzitoriu aflat între două stări stabile, neafectate de hazard. La un circuit secvenţial, însăşi starea către care se îndreaptă circuitul în urma unei tranziţii poate fi diferită de cea prevăzută.

Unele procedee de eliminare a hazardului, şi deci de creştere a siguranţei de funcţionare a circuitelor, au ca efect mărirea inerţiei şi deci reducerea vitezei de funcţionare a acestora. Dar toate procedeele conduc la mărirea numărului de elemente şi deci la creşterea redondanţei structurale a sistemelor.

Experimental s-a studiat posibilitatea înlăturării efectelor parazite ce pot produce basculareа memoriilor elementare prin introducerea unor circuite de intrare de corecţie, avînd ca efect derivarea, integrarea sau limitarea semnalelor de intrare.

Importanţa înlăturării hazardului prezent în circuitele de comutaţie a crescut considerabil o dată cu răspîndirea circuitelor integrate, unde o funcţionare falsă face ca întregul bloc integrat să fie considerat rebut irecuperabil.

Mulţumesc pe această cale în mod deosebit tov. ing. *Alexandru Popovici* pentru preţiosul sprijin acordat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Săvescu, M., Popovici, Al., Popescu, M. *Circuite electronice*, vol. 2, Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.

[2] Eichelberger, E. B. *Hazard's detection in combinational and sequential switching circuits.* În: IBM journal of research and development, vol. 9, nr. 2, martie 1965.

[3] Kirkpatrick, T. J., Clark, N. R. *PERT as an aid to logic design.* În: IBM journal of research and development, vol. 10, nr. 2, mart 1966.

NOTĂ

Dr. ing. SILVIU ANASTASIU şi ing. ALEXANDRU SOCEANU

O aplicaţie a limbajului CSMP la sistemele adaptive

Proiectarea unui sistem dinamic presupune dimensionarea ansamblului de elemente care să satisfacă anumite performanţe (definite pe regimurile dinamice) în prezenţa unor limitări (restricţii) impuse de procesul fizic sau de considerente tehnico-economice: restricţii privind dimensiunile, costul, siguranţa în funcţionare etc.

Progresul ştiinţific şi tehnic a impus evoluţia continuă a pretenţiilor privind performanţele şi, ca urmare, a impus dezvoltarea metodelor utilizate în proiectarea sistemelor.

O metodă modernă de proiectare impune parcurgerea următoarelor etape:

1. Realizarea modelului matematic al procesului; modelul este realizat pe baza cunoaşterii legilor fizice care guvernează procesul şi este corectat pe baza încercărilor experimentale la care este supus procesul, pînă la concordanţa satisfăcătoare a modelului teoretic cu datele experimentale.

2. Sinteza sistemului pe baze teoretice (faza „hîrtie-creion" a proiectării).

3. Realizarea prototipului instalaţiei; compararea cu datele teoretice, eventual parcurgerea din nou a primelor două etape în caz de neconcordanţă a modelului cu prototipul.

Parcurgerea primelor două etape conform metodelor moderne de proiectare impune actualmente utilizarea intensivă a mijloacelor de calcul, din următoarele motive:

— Pretenţiile actuale de precizie şi productivitate a sistemelor şi tendinţa de creştere continuă a acestor pretenţii impun realizarea unor modele matematice mai complexe prin aceea că trebuie luate în considerare neliniarităţi care se neglijau în modelele de pînă acum, modelele monovariabile (cu o intrare şi o ieşire) nu mai reprezintă o aproximaţie satisfăcătoare a proceselor multivariabile, trebuie ţinut seamă de caracterul neautonom al proceselor (variaţia parametrilor în timp) etc. Ca urmare, definitivarea acestor modele teoretice (multivariabile, neliniare, neautonome) pe baza comparării cu rezultatele experimentale impune un volum mare de calcul.

— În faza a doua a proiectării, metodele analitice nu sînt întotdeauna suficiente pentru obţinerea soluţiilor cu modele complexe şi se impune combinarea lor cu metodele de rezolvare pe calculatoare.

— Se impune, înaintea trecerii la etapa a 3-a, să se predetermine comportarea sistemului în toate situaţiile caracteristice, performanţele lui depinzînd de punctul de funcţionare, tipul comenzilor, tipul perturbaţiilor etc.

Prin *modelare* sau *simulare* a unui proces sau sistem se înţelege în lucrarea de faţă trans-

punerea modelului matematic pe calculator. Prin *proces* sau *sistem continuu* se înţelege un proces sau sistem ale cărui variabile sînt funcţii continue de timp sau cu un număr finit de discontinuităţi.

1. Compararea tehnicilor de modelare analogice şi numerice

Pînă în ultimii 4—5 ani, în modelarea sistemelor continue s-a utilizat în exclusivitate calculatorul analogic datorită în principal flexibilităţii de modificare a modelului (permiţînd un înalt grad de conversaţie om-calculator), rapidităţii de soluţionare şi modului de furnizare al soluţiilor (paralel, cu înregistrare de tip X-Y sau prin oscilografiere).

O dată cu creşterea complexităţii sistemelor din punct de vedere structură şi caracter, cum şi cu apariţia unor tehnici şi metodici noi de analiză şi proiectare, s-a evidenţiat necesitatea existenţei unor noi instrumente de calcul care să permită simularea cu minimum de efort (timp calculator, timp de pregătire a modelării) a sistemelor complexe, în corespondenţă cu noile condiţii impuse acestora.

În acest sens, soluţionarea numerică a modelelor matematice, cu ajutorul limbajelor de simulare superior organizate, realizează o punte de legătură între teoria modernă a sistemelor automate şi practica sistemelor automate, teorie mult avansată în comparaţie cu sistemele practice.

Apare întrebarea: care este avantajul utilizării unor tehnici de simulare numerică în comparaţie cu metodele simulării analogice, metode binecunoscute?

Principalele dezavantaje ale simulării analogice sînt:

— modelele sistemelor trebuie să fie cablate pe panoul cu borne, operaţie laborioasă şi generatoare de erori, în special în cazul sistemelor complexe;

— mărimea sistemului ce poate fi simulat pe calculatorul analogic este limitată la numărul de unităţi operaţionale care intră în componenţa calculatorului;

— operaţia de normalizare a variabilelor modelului necesită, în cazul sistemelor complexe, calcule laborioase şi numeroase încercări;

— operaţia de modificare a parametrilor şi eventual a configuraţiei modelului între două rulări succesive ale problemei este dificilă.

Cele mai utilizate limbaje de simulare numerică a proceselor continue elimină aceste dezavantaje, fiind caracterizate în linii mari de următoarele facilităţi:

— operaţia de programare (pregătirea modelului pentru simularea pe calculator numeric) este simplă şi rapidă — chiar şi pentru nespecialişti în domeniul programării calculatoarelor — în comparaţie cu programarea în limbaj convenţional de tip FORTRAN, ALGOL etc. sau prin cablare analogică;

— orientarea pe blocuri sau expresii a limbajelor cît şi soluţionarea paralelă a modelului permit simularea sistemelor pe baza schemei bloc analogice de funcţionare a acestora;

— eliminarea normalizării variabilelor modelului, valorile minime şi maxime de amplitudine admise fiind similare cu cele admise pentru reprezentarea numerelor în calculatorul numeric utilizat (de exemplu pentru calculatorul IBM 1130 valoarea minimă 10^{-39} şi valoarea maximă 10^{39});

— creşterea preciziei şi a flexibilităţii modelului;

— timpul de introducere a modelului pe calculator este incomparabil mai mic decît timpul necesar cablării sale analogice; se elimină totodată şi operaţia de „verificare pe blocuri", operaţie absolut necesară în cazul simulării analogice;

— înregistrarea numerică şi grafică — în anumite cazuri şi vizualizarea pe display — a tuturor variabilelor dorite din cadrul sistemului simulat;

— posibilitatea simulării în timp real pentru sistemele care impun aceasta.

Pe baza acestor caracteristici şi a experienţei existente se poate afirma că utilizarea unor tehnici numerice bazate pe limbaje de simulare superior organizate permite abordarea unei clase mult mai largi de probleme de către un număr foarte mare de utilizatori în comparaţie cu posibilităţile oferite de echipamentele de calcul pur analogice.

2. Modelarea numerică a unui sistem adaptiv cu perturbaţie parametrică rampă

În figura 1 se prezintă schema bloc a unui sistem continuu, neautonom, cu reglare adaptivă.

Procesul este construit din elementele autonome *6* şi *8*, între care se găseşte elementul neautonom *7*, a cărui amplificare variază după parametrul variabil φ. În funcţie de acesta se modifică şi amplificarea *3* a regulatorului adaptiv, în dependenţă hiperbolică faţă de φ, asigurată de blocul de împărţire *4*; în felul acesta produsul celor două amplificări variabile rămîne constant. Partea fixă a dispozitivului de automatizare este constituită dintr-un regulator *I* (2) avînd pe reacţie un filtru şi un circuit *PD* (5). Se caută să se determine în ce măsură regimul tranzitoriu, la o comandă la intrare X_i dată (de exemplu de tip treaptă, dată de generatorul 1), este perturbat la o variaţie a parametrului variabil φ. Ca perturbaţie s-a considerat o variaţie tip rampă limitată.

Cazul prezentat în figura 1 este un caz tipic întîlnit în automatizarea proceselor rapide [1].

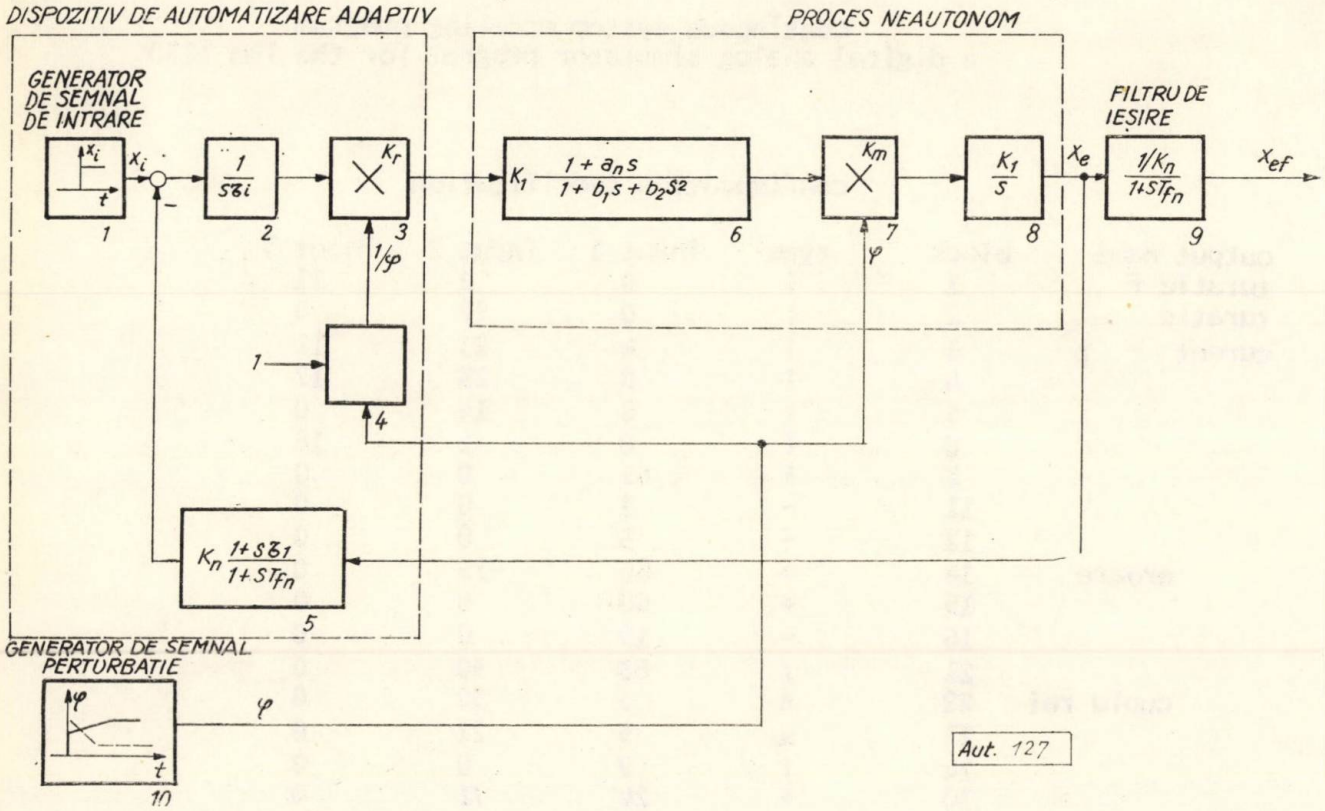

DISPOZITIV DE AUTOMATIZARE ADAPTIV
PROCES NEAUTONOM
GENERATOR DE SEMNAL DE INTRARE
FILTRU DE IESIRE
GENERATOR DE SEMNAL PERTURBATIE
Aut. 127

Fig. 1

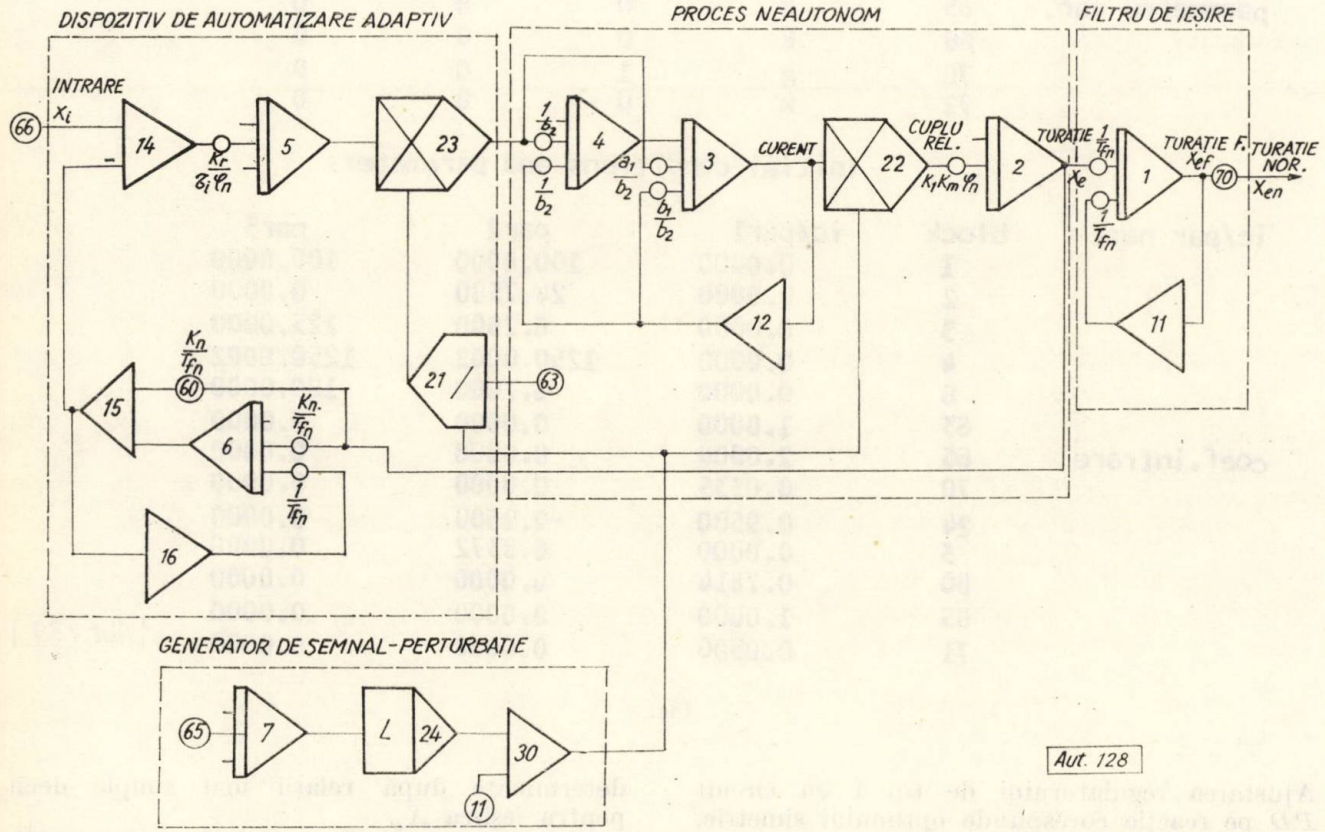

DISPOZITIV DE AUTOMATIZARE ADAPTIV
PROCES NEAUTONOM
FILTRU DE IESIRE
INTRARE
CURENT
CUPLU REL.
TURATIE
TURATIE F.
TURATIE NOR.
GENERATOR DE SEMNAL-PERTURBATIE
Aut. 128

Fig. 2

continuous system modeling program
a digital analog simulator program for the ibm 1130

configuration specification

output name	block	type	input 1	input 2	input 3
turatie f	1	i	0	2	11
turatie	2	i	0	22	0
curent t	3	i	4	23	12
	4	i	0	23	12
	5	i	0	14	0
	6	i	0	2	16
	7	i	65	0	0
	11	-	1	0	0
	12	-	3	0	0
eroare	14	+	66	-15	0
	15	+	60	6	0
	16	-	15	0	0
	21	/	63	30	0
cuplu rei	22	x	3	30	0
	23	x	5	21	0
	24	l	7	0	0
	30	+	24	71	0
	60	g	2	0	0
	63	k	0	0	0
parametru var.	65	k	0	0	0
	66	k	0	0	0
	70	g	1	0	0
	71	k	0	0	0

initial conditions and parameters

ic/par name	block	ic/par1	par2	par3
	1	0.0000	100.0000	100.0000
	2	0.0000	24.7500	0.0000
	3	0.0000	6.2500	125.0000
	4	0.0000	1250.0002	1250.0002
	6	0.0000	6.7000	100.0000
	63	1.0000	0.0000	0.0000
coef.intrare	66	2.0000	0.0000	0.0000
	70	0.0335	0.0000	0.0000
	24	0.9500	-0.9500	0.0000
	5	0.0000	6.8372	0.0000
	60	0.2814	0.0000	0.0000
	65	1.0000	0.0000	0.0000
	71	0.0500	0.0000	0.0000

Aut.129

Fig. 3

Ajustarea regulatorului de tip I cu circuit *PD* pe reacţie corespunde optimului simetric. Filtrul *9* de la ieşire serveşte doar comparării ieşirii X_{ef} a modelului cu rezultatele teoretice determinate după relaţii mai simple decît pentru ieşirea X_e.

Modelarea numerică paralelă a fost realizată pe calculatorul IBM 1130 în limbaj

CSMP 1130, limbaj orientat pe blocuri pentru sisteme continue liniare, neliniare, autonome sau neautonome.

În acest scop a fost realizată schema de modelare din figura 2, după principiile cunoscute, caracteristice calculatoarelor analogice.

Fiecărui bloc tip din figura 2 îi corespunde un subprogram în memoria calculatorului, care este chemat printr-un simbol tip (tabela 1).

Tabela 1

Nr. blocului în schemă	Denumirea blocului	Simbol
1–6	integrator	I
11,12,16	inversor	–
14,15,30	sumator	+
21	împărţitor	/
22,23	multiplicator	X
24	limitator	L
60,70	amplificator (gain)	G
63,65,66,71	coeficient	K

Informaţiile privind configuraţia schemei sînt introduse în calculator sub forma unei liste, dată pe cartele sau de la consolă, cuprinzînd numărul blocului, tipul şi numerele blocurilor la care sînt conectate intrările. O a doua listă cuprinde valorile parametrilor aferenţi diverselor blocuri sau condiţiile iniţiale ale integratoarelor. Lista corespunzătoare modelului din figura 2 este prezentată în figura 3.

Datele finale se pot obţine la consolă şi eventual pe plotter. Întrucît calculatorul IBM 1130 utilizat nu a fost prevăzut cu plotter, diagrama a fost obţinută la consolă.

Pentru a obţine datele finale s-au mai introdus de la consolă următoarele date suplimentare: intervalul de integrare (recomandat să fie de circa 10 ori mai mic decît cea mai mică constantă de timp), blocul a cărui variabilă de ieşire trebuie reprezentată pe diagramă şi valorile ei presupuse, maximă şi minimă, şi alte trei blocuri ale căror variabile trebuie tipărite.

Cîteva curbe, rezultate în urma simulării sistemului propus, au fost reprezentate în figura 4 pentru trei valori caracteristice ale vitezei relative de variaţie a parametrului φ şi pentru două valori ale coeficientului b_2.

3. Simularea obiectelor şi sistemelor descrise prin funcţii implicite

În practică se întîlnesc cazuri în care obiecte sau sisteme nu prezintă o dependenţă explicită intrare-ieşire. Simularea lor cu un limbaj de tipul CSMP, bazat pe blocuri cu dependenţă tip intrare-ieşire, impune un anumit mod specific de programare.

În general, un asemenea obiect se descrie printr-o funcţie implicită de forma:

$$y = f(x,y). \qquad (1)$$

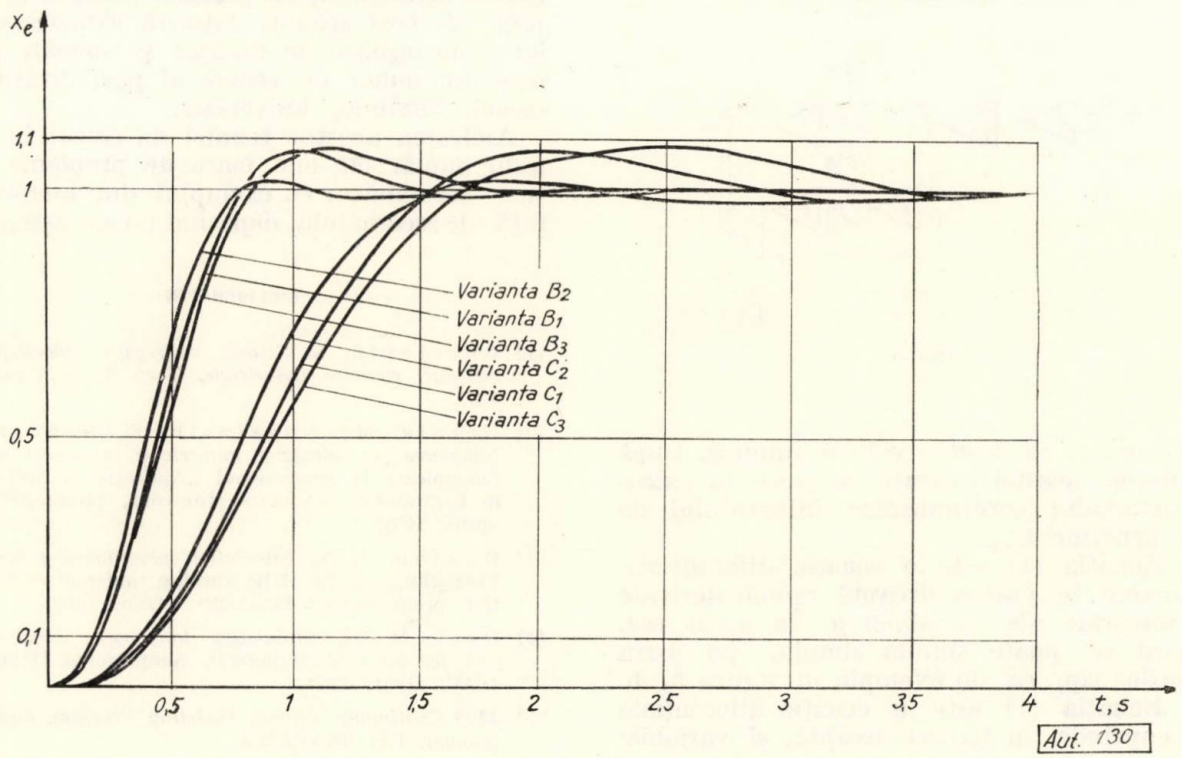
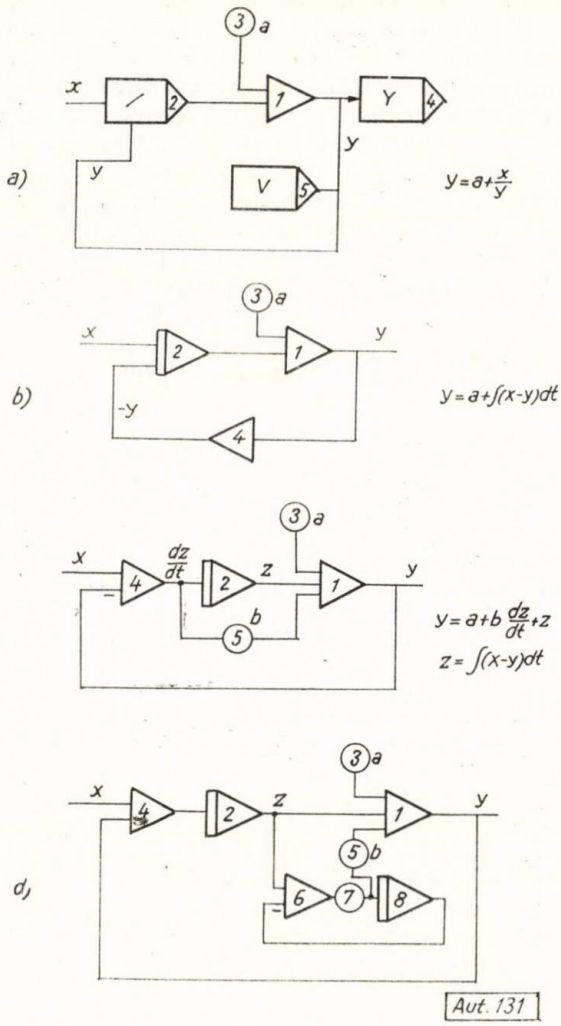


Fig. 4

Există trei situaţii posibile:

a) Ecuaţia (1) este o ecuaţie algebrică. În acest caz, obiectul se simulează cu ajutorul a două blocuri speciale, Y şi V, ca de exemplu în figura 5, a. Prin aceste blocuri, calculul este

oprit la fiecare nou interval de timp t_i, se atribuie ieşirii y cîte o valoare şi se verifică dacă satisface ecuaţia (1). Se modifică valorile atribuite pînă ce relaţia (1) este satisfăcută cu o



Figi 5

eroare mai mică decît o valoare impusă. După terminarea acestei operaţii se trece la calculul sistemului corespunzător intervalului de timp următor t_{i+1}.

b) Ecuaţia (1) este o ecuaţie diferenţială, cuprinzînd în partea dreaptă numai derivate sau integrale ale variabilei y. În acest caz, obiectul se poate simula simplu, pe baza blocurilor tip, ca de exemplu în figura 5, b.

c) Ecuaţia (1) este o ecuaţie diferenţială care cuprinde, în partea dreaptă, şi variabila y nederivată. Un exemplu se prezintă în figura 5,c în care variabila z are o corespondenţă în obiectul fizic şi, din acest motiv, nu poate fi eliminată din model. Simularea acestui obiect nu poate fi rezolvată cu modelul analogic corespunzător ecuaţiei (1), ca de exemplu în figura 5,c, chiar dacă se utilizează procedeul din figura 5,a, deoarece în calculele de aproximaţii succesive (descrise la punctul *a* de mai sus) valorile succesive atribuite sînt integrate de integratorul 2. În aceste cazuri trebuie transfigurată schema într-o schemă analogă punctului *b*, ca de exemplu schema din figura 5,d. Prin aceasta se introduce operaţia de derivare, prin blocurile 6, 7, 8, cu dezavantajele cunoscute.

4. Concluzii

Prin prezentarea exemplului apare evidentă aplicabilitatea limbajelor de simulare la o clasă largă de probleme practice de reglare (de exemplu, sisteme adaptive, sisteme neliniare, sisteme multivariabile, sisteme neautonome etc.).

Limbajele de simulare numerică reprezintă instrumente de calcul deosebit de utile în soluţionarea unei clase largi de probleme ştiinţifice şi inginereşti, cu precizie ridicată şi la un preţ de cost scăzut, datorită caracteristicilor lor: sînt uşoare de învăţat şi aplicat, puternice din punct de vedere al posibilităţilor de calcul, flexibile, universale.

Aplicarea acestor tehnici de calcul în cazul unui număr cît mai mare de probleme practice—asemănător cu exemplul din lucrarea de faţă—le recomandă, depăşind uneori aşteptările.

BIBLIOGRAFIE

[1] Anastasiu, S. *Sisteme de reglare autoadaptive în acţionări electrice industriale.* Teză de doctorat, IPB, 1971.

[2] Necula, M., Anastasiu, S., Soceanu, A. *Simularea pe calculator numeric a proceselor continue.* Comunicare la simpozionul „Aplicaţii ale informaticii în învăţămînt, cercetare ştiinţifică, producţie", IPB, aprilie 1972.

[3] Buxton, J. N. *Simulation programming languages.* Proceedings of the IFIP working conference on simulation programming languages, Oslo, 1967,

[4] Dost, M. H. *Simulation languages: ideal analysis tools for the control engineer.* Simpozionul DISCOP — IFAC, Győr, 1971.

[5] *1130 Continuous System Modeling Program.* Operations manual, GH 20—0282-2.

CRONICĂ

Expoziţia Electronica—72 şi congresul Mikroelektronik, München, 23—29 noiembrie 1972

Expoziţia ELECTRONICA-72 a cuprins standuri aparţinînd la 1673 firme din care 609 (36%) au fost firme vestgermane.

Este interesant de remarcat că această expoziţie, care prin denumire este o expoziţie de electronică, a fost, în mod esenţial, o expoziţie de componente electronice. Ea a fost organizată în modul următor:

— componente electronice — 10 hale;
— utilaje de producţie şi materiale — 2 hale;
— utilaje de testare — 2 hale.

Ca notă generală, expoziţia a marcat ajungerea electronicii semiconductoarelor într-o fază de maturitate, în care materialul şi tehnologiile au un grad avansat de stabilizare.

În acest sens se poate considera că tehnologiile semiconductoare, pentru care în ţara noastră s-au făcut investiţii în ultimul timp, şi anume:

a) transistoarele planare cu siliciu,
b) circuitele integrate TTL,
c) redresoarele difuzate,

sînt bine stabilizate şi nu există riscul înlocuirii lor bruşte.

S-a constatat, de asemenea, pătrunderea tot mai adîncă a firmelor de electronică profesională în domeniul produselor de larg consum. Firma americană National Semiconductor, de exemplu, practic şi-a dublat volumul catalogului de circuite integrate liniare cu circuite integrate pentru receptoare de televiziune color; acum cîţiva ani era greu de presupus că această firmă va produce vreodată circuite pentru aplicaţii de larg consum.

Se constată, de asemenea, o specializare tot mai îngustă a diverşilor fabricanţi pe familii de produse, în scopul realizării competitive şi economice a acestora.

Ca tehnologii noi, ELECTRONICA-72 a indicat tendinţa perfecţionării, în continuare, a procesului planar standard în scopul creşterii densităţii componentelor. Se vorbeşte despre circuite integrate bipolare/LSI (şi nu numai MOS/LSI), realizate prin tehnologii bipolare avansate (CDI, izoplanar, MTL/IIL etc.). În domeniul tehnologiei MOS sînt tot mai frecvente circuitele cu canal *n* (faţă de cele standard, cu canal *p*), ceea ce dovedeşte că au fost depăşite problemele stabilizării suprafeţei astfel încît se poate face uz de posibilităţile de viteză oferite de tehnologia canalului *n*.

În ceea ce priveşte implantarea ionică se constată oarecare rezerve faţă de avîntul constatat, de exemplu, la Salonul de componente de la Paris. După toate aparenţele, această tehnologie şi-a găsit „locul" la clasa dispozitivelor pentru microunde, care necesită joncţiuni superficiale şi abrupte. În orice caz, implantarea ionică este „la modă" în mai toate laboratoarele de cercetare din lume. La expoziţia ELECTRONICA-72 ca şi la Salonul de componente de la Paris *nu* s-a putut vedea o maşină de implantare ionică expusă fizic în standurile destinate echipamentelor. S-au putut vedea, în schimb, prospecte şi reclame.

Congresul MIKROELEKTRONIK a reunit 519 participanţi din 27 ţări, din care 327 (63%) din R.F.G. S-au prezentat 42 de comunicări în cursul a şase şedinţe organizate pe tematici. De asemenea s-au ţinut două „mese rotunde" cu temele:

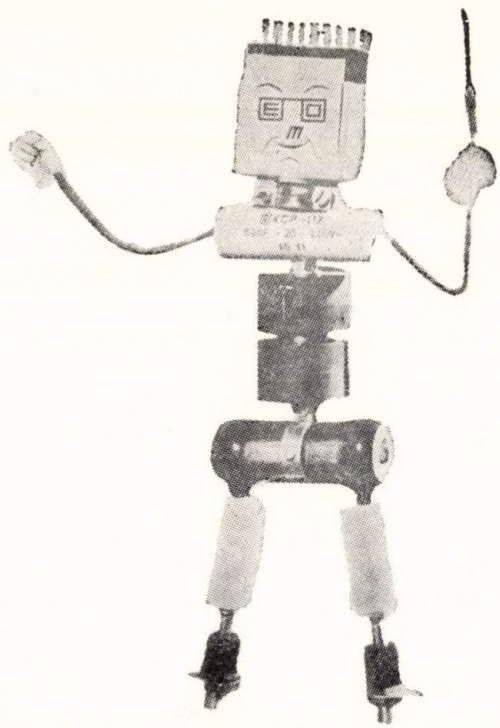
a) tehnologii hibride;
b) circuite integrate pentru microunde.

Nu se poate spune că congresul a lansat vreo tehnologie nouă de mare perspectivă, în genul lansărilor de la congresele anuale IEEE de la Washington sau Philadelphia. Mai degrabă congresul a indicat căutări divergente ale cercetătorilor de la diferite firme pentru spargerea frontierei de performanţe destul de avansate la care s-a ajuns.

Ing. *C. Bulucea*

COMPONENTE PENTRU ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

EXPORT—IMPORT



COMPONENTE—RC

- Rezistențe
- Condensatoare
- Potențiometre

COMPONENTE ELECTROMECANICE

- Conectoare, suporturi pentru tuburi
- Întreruptoare, comutatoare
- Relee
- Lămpi de semnalizare
- Butoane rotative

COMPONENTE ELECTROACUSTICE

- Microfoane
- Căști audio
- Difuzoare

COMPONENTE DIVERSE

- Transformatoare
- Balast pentru lămpi fluorescente și pentru lămpi cu vapori de mercur
- Ferite
- Magneți permanenți
- Antene

IMPORT

- TUBURI ELECTRONICE, LĂMPI SPECIALE
- SEMICONDUCTOARE
- CIRCUITE INTEGRATE

EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

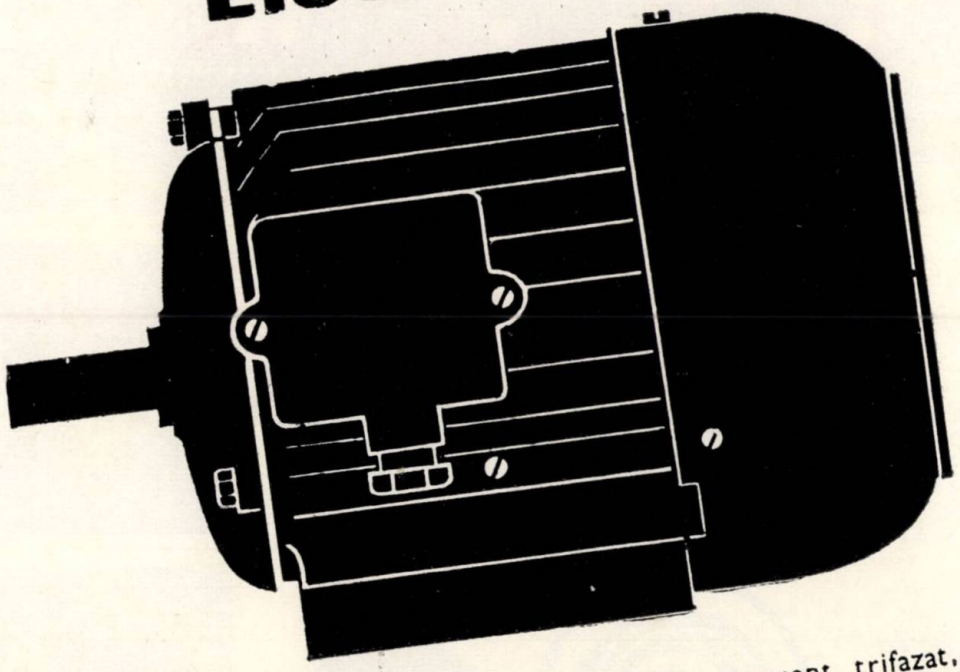
ELEKTROMODUL

ÎNTREPRINDERE COMERCIALĂ UNGARĂ DE COMPONENTE ELECTRONICE

Budapest, XIII Visegrádi utca 47 a-b — Telefon: 495-340; 495-940 — Telex: 22-5154; 22-5155

PUBLICOM

Electroimpex



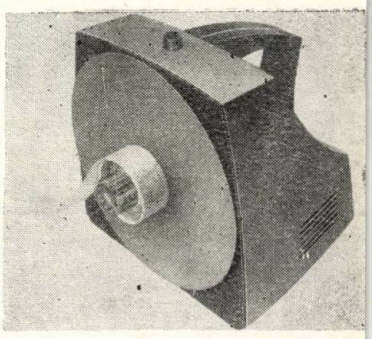
Electromotoare — asincrone cu curent trifazat, cu rotor în scurtcircuit, tip AO, AO—2 și AOP, complet închise, pentru 220/380 sau 380/660 V, 50 Hz. Au un randament de 0.37—100 kW și o turație sincronă de 750, 1 500 și 3 000 rot/min.

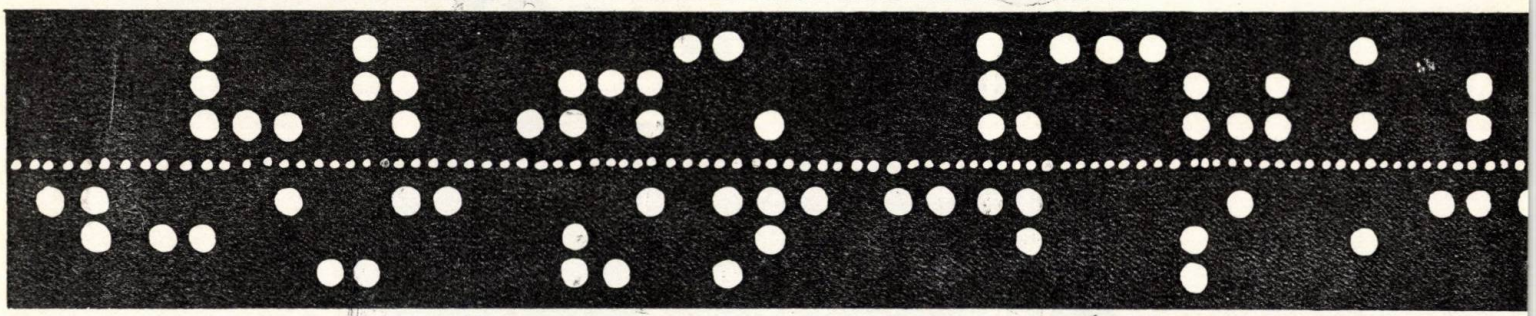
Electromotoare — asincrone cu curent monofazat, tip EO, EOPK și EOBC, cu un randament de 0.18—1 1 kW și o turație de 1 500 și 3 000 rot/min.

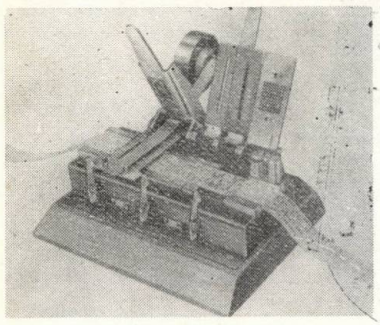
Aceste electromotoare se remarcă prin proprietățile lor tehnice și electrice deosebite ca și prin siguranța lor în funcționare.

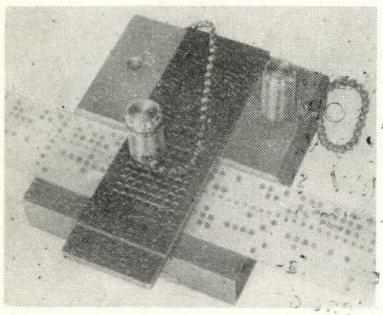
Exportator : Întreprinderea de comerț exterior
ELEKTROIMPEX — BULGARIA Sofia,
ul. G. Washington 17 Telefon : 88—49—91
Telex: 575

PUBLICOM









Aparat indispensabil la locul dv. de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- usor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5 – 8 piste
- are o formă netedă și este bine îmbinat
- usor de minuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Aceasta garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- stantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate in plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, in vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă in tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține la prin exportator.

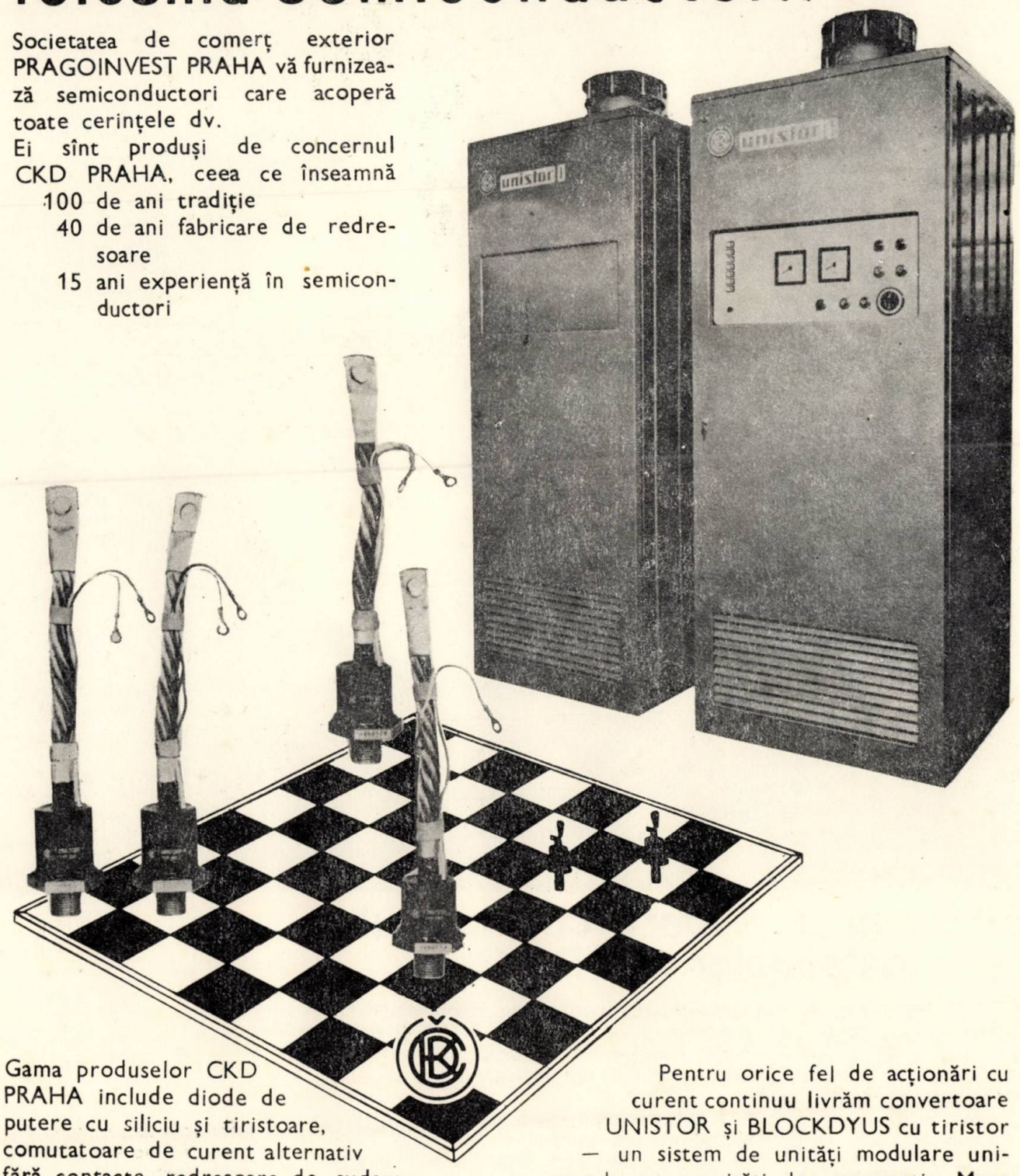
KOVO – Întreprindere de comerț exterior
Tr Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

Cum puteţi îmbunătăţi produsele dv.?
Folosind o tehnică modernă,

folosind semiconductori!

Societatea de comerţ exterior PRAGOINVEST PRAHA vă furnizează semiconductori care acoperă toate cerinţele dv.
Ei sînt produşi de concernul CKD PRAHA, ceea ce înseamnă
100 de ani tradiţie
40 de ani fabricare de redresoare
15 ani experienţă în semiconductori



Gama produselor CKD PRAHA include diode de putere cu siliciu şi tiristoare, comutatoare de curent alternativ fără contacte, redresoare de sudare cu tiristor, încărcătoare automatizate de baterii, staţiuni de convertizoare pentru trafic feroviar şi urban de pasageri, blocuri de excitare cu tiristor etc.

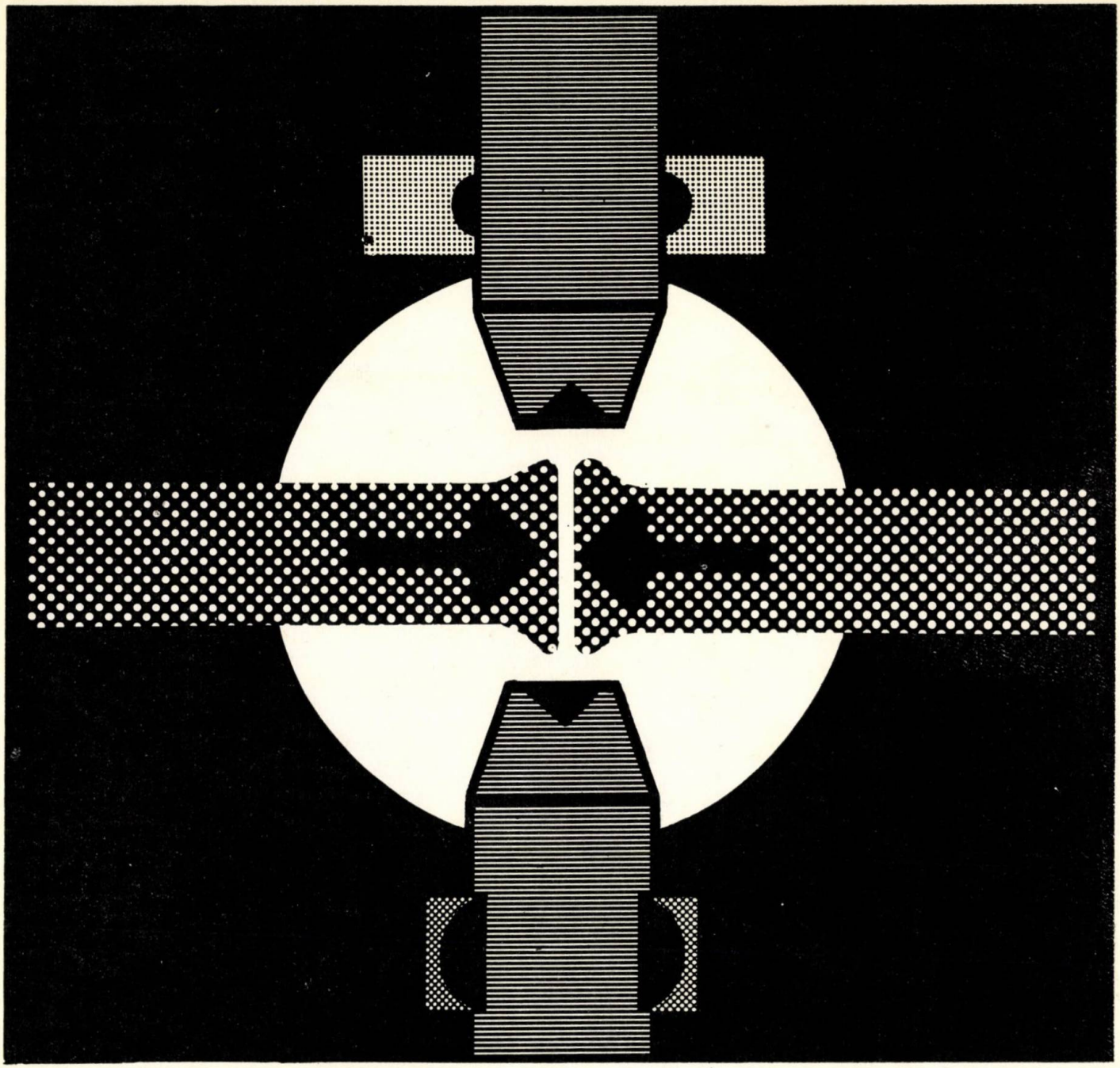
Pentru orice fel de acţionări cu curent continuu livrăm convertoare UNISTOR şi BLOCKDYUS cu tiristor — un sistem de unităţi modulare universale cu capacităţi de megawaţi. Mare precizie asigurată de sistemul de control. Convertoarele cu tiristor sînt folosite pentru mari laminoare, maşini-unelte, maşini de fabricat hîrtie, macarale.

Semiconductorii fabricaţi de noi astăzi vor satisface cerinţele viitorului.

Alte amănunte asupra semiconductorilor CKD sînt comunicate la cerere de către

pragoinvest

P.O.B. 890 Praga — Cehoslovacia



Eficiență în sudare cu ajutorul instalațiilor din R.D.G.

Mașina de sudat cap la cap, prin topire, produsă de combinatul VEB LEW Hennigsdorf, pentru sudarea de jenți de automobil, profile și scule, prezintă un ciclu de lucru complet automatizat. Datorită sistemelor de alimentare și de eliminare, aceste instalații sînt indicate în special la înglobarea în linii tehnologice.

Programul nostru de tehnică modernă a sudării oferă dispozitive pentru sudare electrică prin rezistență, produse de combinatul VEB LEW Hennigsdorf, cum și instalații și dispozitive de mare capacitate destinate sudării în plasmă, cu arc electric și sudării materialelor plastice, produse de combinatul VEB Mansfeld, sectorul Finsterwalde.

Instalațiile de sudare sînt numai o parte din oferta noastră de produse de înaltă calitate pentru ramura industrială electrotehnică și electronică din Republica Democrată Germană, ramură reprezentată de întreprinderea noastră de comerț exterior cu succes pe plan mondial de peste 20 de ani.

Informații se pot obține prin:
Biroul tehnico-comercial al AHB Elektrotechnik de pe lîngă
Secția comercială a ambasadei R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

Vă invităm să ne vizitați între 11 și 18 martie 1973 la Tîrgul de la Leipzig la pavilionul 18.

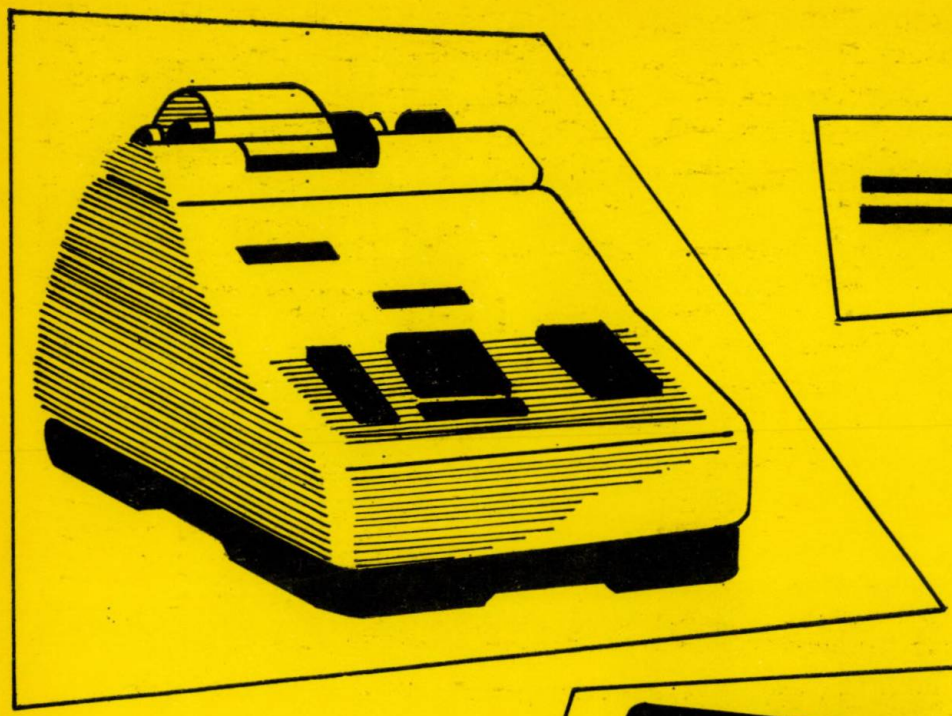
ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM



Produsele sînt de calitate superioară, au forme moderne, plăcute şi sînt mult apreciate atît pe piaţa internă cît şi pe cea externă.

Întreprinderea „ELECTROMUREŞ" fabrică un bogat sortiment de produse electrocalorice de uz casnic şi industrial, maşini de calculat electromecanice precum şi o variată gamă de conductori electrici, cordoane pentru aparate de uz casnic, conducte şi cordoane de telecomunicaţii, precum şi seturi de cablaje electrice autotractor.

ELECTRO MUREŞ

ÎNTREPRINDEREA

Electromureş

TÎRGU MUREŞ, str. Kossuth L. nr. 112—114. Telefon: 11817-11818-11819. Telex: 035249

1973 MAJ 1

UZINA DE CINESCOAPE

București, str. Dimitrie Pompei, nr. 9, sector 2, telefon: 33.01.90 și 17.51.00, telex: 011 – 151 și 011 – 499, România.

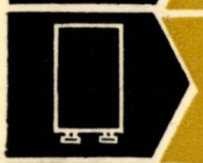
VĂ OFERĂ LA NIVELUL DE CALITATE AL CELOR MAI BUNI PRODUCĂTORI DE PE PIAȚA MONDIALĂ:

Tuburi cinescop pentru televiziune alb-negru diagonala 47cm(19'')59cm(23'')61cm(24'')65cm(25'') unghi deflexie 110° autoprotejate la implozie prin sistemul SELBOND (licență Standard Elektrik Lorenz—RFG).

Baloane pentru tuburi cinescop alb-negru cu diagonala de 47 cm (19'') 59 cm (23'') 61 cm (24'') 65 cm (25'') și unghi de deflexie 110° cu coeficient de absorbție ridicat (licență Corning Glass Works–SUA).

Lămpi fluorescente tubulare pentru iluminat general de 14, 20, 40, 65 W în nuanțele de culoare (conform CEI) 1, 1x, 2, 2x, 3, 3x (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice (licență Philips).



Startere cu licărire pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general (licență Philips).

Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune de 80, 125, 250 și 400 W cu factor de roșu normal sau îmbunătățit (vanadat de ytriu) (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice ce permit funcționarea și în exterior (licență Philips).

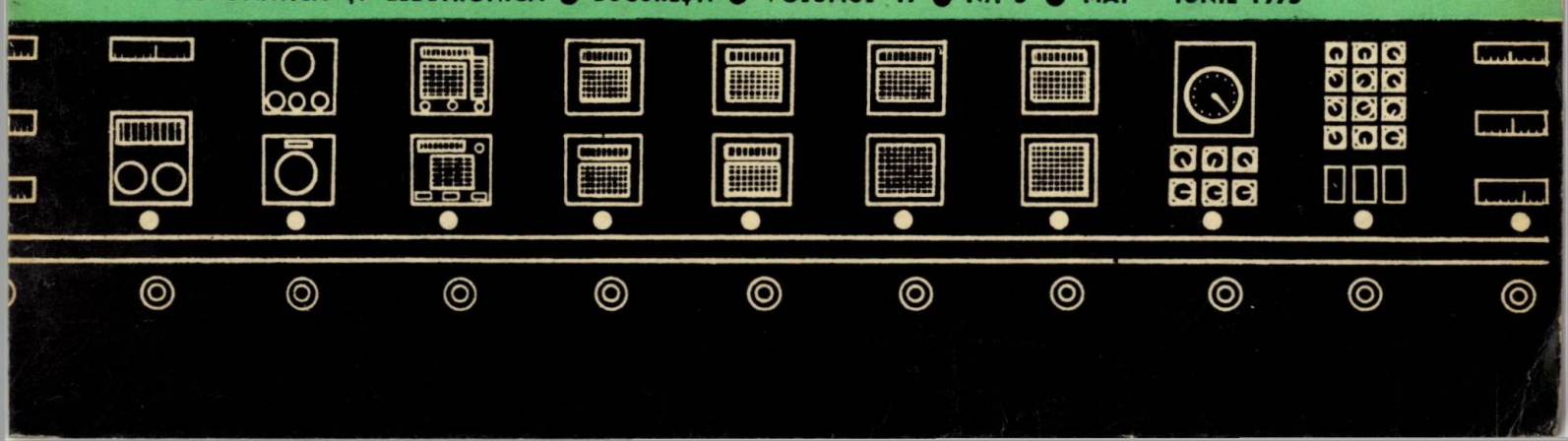
Produsele noastre se exportă prin ISCE ELECTRONUM București,
str Gabriel Péri 2, sector 1, telefon 14.18.80, telex: 011–547, România.

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 3 ● MAI — IUNIE 1973



instalații
și
echipamente
de
automatizare

CERCETARE Elaborare de elemente, de echipamente noi: automatizare, telemecanică, comandă numerică, acționări reglabile, utilizare calculatoare, transmitere de date, dirijare automată a circulației. Se asigură performanțe ridicate.
PROIECTARE Instalații de automatizare pentru procese tehnologice în industriile: chimică, petrochimică, energetică, materiale de construcție, metalurgică, bunuri de consum.
ENGINEERING Livrări complexe prin Centrala Industrială de Automatizări, pentru instalații de automatizare: proiectare, producție, montare, punere în funcțiune, service.

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

București, Bd. Kalinin nr. 18, sector 1, tel. 33.00.90, telex 532

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
1883

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 3, mai — iunie, p. 105 — 152

CUPRINS

CZ 621—52 :—001.891 :65.011.4

Ţâmpu V. :

Unele aspecte metodologice privind determinarea eficienţei economice a cercetării şi asimilării de produse noi în automatizări.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 105—110

Lucrarea aduce elemente de originalitate în ceea ce priveşte aplicarea în automatică a metodologiei generale iniţiate de C.N.S.T. pentru determinarea eficienţei economice a cercetării ştiinţifice.

CZ 681.3.004.64

Mangiurea O., Epure M. şi *Vîlceanu Denisa* :

Urmărirea centralizată a defectelor calculatoarelor electronice şi a principalilor parametri ceruţi de exploatare.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 111—116

Se scrie un sistem de centralizare a defectelor apărute în calculatoarele IRIS 50 prin crearea unor fişiere de date statistice.

CZ 681.3 :658.21

Donciu C. F. şi *Donciu Monica-Raluca* :

Metodă de rezolvare cu ajutorul calculatorului a unei probleme de amplasare.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 117—123

Autorii prezintă teoria unui algoritm de rezolvare sistematică a problemelor de amplasare de un anumit tip.

CZ 621.389

Nitu C. I. :

Determinarea parametrilor oscilaţiilor pentru o clasă de sisteme cu modulare în durată.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 123—126

În articol se studiază regimul autooscilant al unui sistem automat neliniar, cu amplificator de tip releu şi regulator numeric proporţional-integral.

CZ 621.383 :654.9 :536.46

Hilohi Fl. şi *Weintraub Vl.* :

Supraveghetoare de flacără

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 126—130

Se tratează în special despre supraveghetoarele fotoelectrice şi se arată caracteristicile unor supraveghetoare fabricate în ţară.

CZ 621.375.4 :621.382.3

Dragotoniu D. şi *Bălănescu Al.* :

Amplificatoare clasă D.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 130—136

Se expune principiul de realizare a amplificatoarelor clasă D care permit, prin funcţionarea elementelor active (tranzistoare) în regim de comutaţie, obţinerea unor randamente ridicate (90—95 %); se descriu scheme realizate de autori.

CZ 537.723.1 :621.38 9 :616.43

Neagoe V. E. şi *Iosubescu D.* :

Aparat electronic pentru măsurarea dinamică a conductivităţii unor lichide fiziologice cu aplicaţii la studiul hormonului antidiuretic.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 136—145

Se dau principiul constructiv şi rezultatele experimentale ale unui conductometru electronic destinat determinării indirecte a activităţii hipofizare antidiuretice.

CZ 621.318.12 :621.317.4

Klein A. :

Metodă pentru măsurarea ciclului de histerezis la miezuri de ferită de dimensiuni foarte mici.

Automatica şi Electronica 17, nr. 3, mai-iunie 1973, p. 145—146

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI 147
MANIFESTĂRI INTERNAŢIONALE 151

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești. nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale pentru anul 1973 plătite în cont-avans conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 2774

40 545

SOMMAIRE

CD 621−52 :001.891 :65.011.4

Ţâmpu V. :

Certains aspects méthodologiques concernant la détermination de l'efficience économique de la recherche et de l'assimilation de nouveaux produits dans les automations.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 105−110

L'ouvrage présente des éléments d'originalité en ce qui concerne l'application, dans l'automation, de la méthodologie générale initiée par l'C.N.S.T. pour déterminer l'efficience économique de la recherche scientifique.

CD 681.3.004.64

Mangiurea O., Epure M. et *Vilceanu Denisa* :

L'examen centralisé des défauts des calculateurs électroniques et des principaux paramètres requis par l'exploitation.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 111−116

On décrit un système de centralisation des défauts apparus dans les calculateurs IRIS 50, par l'élaboration de fichiers pour les données statistiques.

CD 681.3 :658.21

Donciu C. F. et *Donciu Monica-Raluca* :

Méthode pour résoudre, à l'aide du calculateur, un problème d'emplacement.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 117−123

Les auteurs présentent la théorie d'un algorithme destiné à résoudre systématiquement les problèmes d'emplacement d'un certain type.

CD 621.389

Nitu C. I. :

La détermination des paramètres des oscilations pour une classe de systèmes à modulations en durée.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 123−126

Dans cet article on étudie le régime autooscillant d'un systéme automatique non linéaire, à amplificateur de type relais et régulateur numérique proportionnal-intégral.

CD 621.383 :654.9 :536.46

Hilohi Fl. et *Weintraub Vl.* :

Surveilleurs de flamme.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 126−130

On traite particulièrement les surveilleurs de flamme photoélectriques et on indique les caractéristiques de certains surveilleurs fabriqués dans notre pays.

CD 621.375.4 :621.382.3

Dragotoniu D. et *Bălănescu Al.* :

Amplificateurs de la classe D.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 130−136

On présente le principe selon lequel on réalise les amplificateurs de la classe D, qui permettent, par le fonctionnement des éléments actifs (transistors) en régime de commutation, l'obtention de rendements élevés (90−95 %); on décrit des schémas réalisés par les auteurs.

CD 537.723.1 :621.389 :616.43

Neagoe V. E. et *Iosubescu D.* :

Appareil électronique pour le mesurage dynamique de la conductibilité de certains liquides physiologiques, ayant des applications à l'étude du hormone antidiurétique.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 136−145

On présente le principe constructif et les résultats expérimentaux d'un conductomètre électronique destiné à la détermination indirecte de l'activité de hypophysation antidiurétique.

CD 621.318.12 :621.317.4

Klein A. :

Méthode pour le mesurage du cycle de hystérésis des noyaux en ferrite de très petites dimensions.

Automatica şi Electronica 17, no. 3, mai-juin 1973, p. 145−146

NOUVEAUX PRODUITS 147
MANIFESTATIONS INTERNATIONALES 151

CONTENTS

DC 621−52:001.891 :65.011.4

Ţâmpu, V. :

Some methodologic aspects of the assessment of economic efficiency of research and assimilation of new products in automation.

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 105−110

The paper presents original elements regarding the application in Automatics of the general methodology initiated by CNST in assessing the economic efficiency of scientific research.

DC 681.3.004.64

Mangiurea, O., Epure, M. and *Vilceanu Denisa* :

Centralized study of faults appearing in electronic computers and of main operation parameters.

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 111−116

The authors describe a system of centralizing the faults occurring in IRIS-50 computers based on statistical data card indexes.

DC 681.3 :658.21

Donciu, C. F. and *Donciu Monica-Raluca* : **Computer-based method of solving a location problem.**

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 117−123

The authors present the theory of an algorithm designed for systematic resolution of a certain type of location problems.

DC 621.389

Nitu, C. I. : **Determination of oscillation parameters of a class of duration-modulation systems.**

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 123−126

The paper studies the self-oscillating state of an automatic non-linear system with relay-type amplifier and digital proportional-integral controller.

DC 621.383 :654.9 :536.46

Hilohi, Fl. and *Weintraub, V.* :

Flame monitor.

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 126−130

The authors deal with photoelectric monitors describing the features of such monitors manufactured in Romania.

DC 621.375.4 :621.382.3

Dragotoniu, D. and *Balanescu, Al.* :

D class amplifiers.

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 130−136

The authors show the principles on which are based D class amplifiers, which permit — when the transistors are operated under commutation conditions — high efficiency (90−−95 p.c.); some diagrams achieved by the authors are described.

DC 537.723.1 :621.389 :616.43

Neagoe V. E. and *Iosubescu, D.* : **Electronic apparatus for dynamic measurement of the conductivity of certain physiological fluids in studying the anti-diuretic hormone.**

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June, 1973, p. 136−145

The authors present the constructive principle and the experimental results achieved with an electronic conductometer designed for indirect assessment of anti-diuretic hypophyseal activity.

DC 621.318.12 :621.317.4

Klein, A. **Method of measuring the hysteresis cycle in very small size ferrite cores.**

Automatica şi Electronica 17, No 3, May-June 1973, p. 145−146

NEW PRODUCTS 147
INTERNATIONAL EVENTS 151

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–52 :001.891 :65.011.4

Ţâmpu V. :

Einige methodologische Aspekte in bezug auf die Bestimmung der Wirtschaftseffizienz der Forschung und Produktionseinführung neuer Erzeugnisse in Automationen.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973, S. 105–110

Die Arbeit enthält neuartige Elemente in bezug auf die Anwendung der vom Landesrat für Wissenschaft und Technilk angeregten allgemeinen Methodologie in der Automation zwecks Bestimmung der Wirtschaftseffizienz der wissenschaftlichen Forschung.

DK 681.3.004.64

Mangiurea O., Epure M. und *Vîlceanu Denisa* :

Zentralisierte Überwachung der Störungen an Elektronenrechnern und der hauptsächlichen, im Betrieb geforderten Parameter.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973, S. 111–116

Es wird ein System der zentralisierten Störungskontrolle für die IRIS-50-Rechner beschrieben, das auf der Einrichtung einer Kartei mit statistischen Daten beruht.

DK 681.3 :658.21

Donciu C. P. und *Donciu Monica-Raluca* :

Lösungsweise eines Anordnungsproblems mit Hilfe des Rechners.

Automatica şi Electronica 17,H. 3, Mai-Juni 1973, S. 117–123

Die Verfasser legen die Theorie eines Algorithums für die systematische Lösung der Anordnungsprobleme besonderer Art dar.

DK 621.389

Nitu C. I.,

Bestimmung der Schwingungsparameter für eine Systemklasse mit Dauermodulation.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973 , S. 123–126

Es wird die Anfachungsbedingung eines automatischen nichtlinearen Systems, mit Relaisverstärker und numerischen Proportional-Integralregler dargelegt.

DK 621.383 :654.9 :536.46

Hilohi Fl. und *Weintraub Vl.* :

Flammenwächter.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973, S. 126–130

In besonderer Weise werden photoelektrische Wächteranlagen behandelt und die Kennzeichen, der im Land gebauten Flammenwächter dargelegt.

DK 621.375.4 :621.382.3

Dragotoniu, D. und *Bălănescu Al.* :

Verstärker der D-Klasse.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973 , S. 130–136

Es wird das Aufbauprinzip von Verstärkern der D-Klasse beschrieben, die durch die Arbeitsweise der aktiven Elemente (Transistoren), im Umschaltbetrieb die Erzielung eines hohen Wirkungsgrads (90–95%) ermöglichen. Die von den Verfassern entwickelten Schaltungen werden dargelegt.

DK 537.723.1 :621.389 :616.43

Neagoe V. E. und *Iosubescu D.* :

Elektronisches Gerät für die dynamische Messung der Leitfähigkeit physiologischer Flüssigkeiten mit Anwendung in der Untersuchung des antidiuretischen Hormons.

Automatica şi Electronica 17,H. 3, Mai-Juni 1973, S. 136–145

Das Bauprinzip und die Versuchsergebnisse eines elektronischen Leitungsemessers für die indirekte Bestimmung antidiuretischen Hypophysiertätigkeit werden beschrieben.

DK 621.318.12 :621.317.4

Klein A. :

Messverfahren des Hysteresiszyklus an Ferritkernen von sehr kleiner Abmessung.

Automatica şi Electronica 17, H. 3, Mai-Juni 1973, S. 145–146

NEUE ERZEUGNISSE 147
INTERNATIONALE VERANSTALTUNGEN 151

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–52 :001.891 :65.011.4 105–110

Цымпу, В.:

Некоторые аспекты методологии определения экономической эффективности исследования и освоения новых узделий в автоматизации.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 105–110

В работе приводятся оригинальные элементы по освоению в автоматике общей методологии, предложенной C.N.S.T. для определения экономической эффективности научных исследований.

ДК 681.3.004.64

Манджиуря, О., Епуре, М. и *Вылчяну Денисс:*

Централизованное наблюдение за погрешностями электронных вычислительных машин и основных эксплуатационных параметров

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 111–116

Описывается система централизации погрешностей возникающих в вычислительных приборах IRIS 5 путем создания картотек со статистическими данными,

ДК 681.3 :658.21

Дончиу, К. Ф. и *Дончиу Моника—Ралука:*

Метод решения при помощи вычислительной машины проблем в связи с месторасположением определенного типа.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 117–123

Авторы приводят теорию алгоритма систематического решения проблем, касающихся месторасположения определенного типа.

ДК 621.389

Ниту, К. И.:

Определение параметров колебаний для класса систем с модуляцией во времени.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 123–126

В статье изучается режим самогенерации автоматической нелинейной системы, с усилителем типа реле и числовым пропорционально-интегральным регулятором.

ДК 621.383 :654.9 :536.46

Хилохи, Фл. и *Вайнтрауб, Вл.:*

Надсмотрщики пламени

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 126–130

Рассматриваются главным образом, фотоелектрические надсмотрщики и приводится характеристика некоторых надсмотрщиков отечественного производства.

ДК 621.375.4 :621.382.3

Драготониу, Д. и *Бэлэнеску, Ал.:*

Усилители класса Д.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 130–136

Излагается принцип осуществления усилителей класса Д, позволяющих, при работе активных элементов (транзисторов) в коммутационном режиме, получать высокие коэффициенты использования (90—95%); описываются схемы, осуществленные авторами.

ДК 537.723.1 :621.389 :616.43

Нягое, В. Е. и *Иосубеску, Д.:*

Электронный прибор для динамического измерения проводимости некоторых физиологических жидкостей с применением к исследованию антидиуретических гормонов.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 136–145

Приводятся конструктивные принципы и экспериментальные результаты электронного кондуктометра, предназначенного для косвенного определения антидиуретической гипофизарной деятельности.

ДК 621.318.12 :621.317.4

Клайн, А.:

Метод измерения петли гистерезиса на ферритовых середечниках малых размеров.

Automatica şi Electronica 17, № 3, май-июнь 1973, стр. 145–146

НОВЫЕ ИЗДЕЛИЯ 147
МЕЖДУНАРОДНЫЕ ДЕМОНСТРАЦИИ 151

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 105 — 152) **nr. 3 mai — iunie** **București, 1973**

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

VALENTIN ȚÂMPU *

Unele aspecte metodologice privind determinarea eficienței economice a cercetării și asimilării de produse noi în automatizări

În condițiile avîntului general al cercetării tehnico-științifice, impus de dezvoltarea multilaterală a țării noastre, ale schimbărilor esențiale intervenite în dimensiunile activității științifice, interacțiunii dintre știință, tehnică, economie, se pune cu tot mai multă acuitate în centrul preocupărilor noastre analiza complexă a consecințelor economice și sociale ale aplicării în producție a rezultatelor cercetărilor științifice.

În esență, necesitatea analizei și determinării eficienței economice a cercetării și asimilării de produse noi derivă din însești funcțiile pe care le îndeplinește această categorie economică, ca instrument de măsură a influențelor introducerii automatizărilor în economia națională, ca criteriu de selecție și orientare a eforturilor umane și materiale spre acele probleme izvorîte din nevoile reale ale economiei naționale.

Caracterul complex și uneori contradictoriu al factorilor de care depinde eficiența economică a cercetării și asimilării aparaturii noi de automatizare, multitudinea direcțiilor de investigații și a posibilităților de aplicare a soluțiilor tehnice, impun o atenție deosebită în analizarea eficienței economice a cercetării.

Privit prin această prismă, Institutul de cercetări și proiectări automatizări are preocupări deosebite în domeniul analizei și determinării eficienței economice potențiale și efective a cercetărilor pe care le elaborează. Pe baza principiilor generale cuprinse în metodologia unitară de determinare a eficienței economice a cercetării științifice, elaborată de C.N.S.T., și a experienței acumulate, institutul nostru a elaborat în anul 1970 o metodologie proprie de analiză și determinare a eficienței economice a cercetării și asimilării de produse noi în domeniul automatizărilor. Noi am căutat să cuprindem în metodologia noastră cît mai în detaliu metodele și indicatorii economici cu ajutorul cărora se pot determina consecințele economice și sociale ale introducerii, la nivel macroeconomic, a mijloacelor moderne de automatizare.

În continuare mă voi referi deci la conținutul metodologiei I.P.A. și voi căuta să arăt modul cum s-a reușit să se aplice la condițiile specifice activității noastre prevederile de ansamblu ale metodologiei unitare a C.N.S.T.

1. Premisele eficienței economice a cercetării și asimilării de produse noi în automatizare

Eficiența economică trebuie să constituie un element hotărîtor în luarea deciziilor privind cercetarea și asimilarea aparaturii de automatizare, începînd cu introducerea în plan a lucrărilor de cercetare și pînă la aplicarea în producție a rezultatelor acestora.

Privită sub acest aspect, determinarea eficienței economice în domeniul nostru de activitate, de regulă, se face în următoarele etape :

— înainte de introducerea temei în planul de cercetare, în scopul selecționării acelor teme care prezintă interes pentru economia națională prin rezultatele economice preconizate a fi obținute ca urmare a aplicării în producție ;

— la prima fază de cercetare, cînd se stabilesc mai concret condițiile tehnico-materiale de realizare a temei respective, volumul efortului de cercetare-proiectare-asimilare, precum și al efectelor economice preconizate ;

— pe parcursul desfășurării cercetării, în cazul în care intervin elemente noi față de prima fază ;

— la ultima fază de cercetare, cînd se determină eficiența economică potențială, bazată pe date cît mai reale, constituind de fapt elemen-

* Ec. *Valentin Țâmpu* este șef laborator studii și cercetări economice în automatizare la Institutul de cercetări și proiectări automatizări (I.P.A.).

tul decizional care determină aplicarea în producţie a rezultatelor cercetării respective;

— ultima analiză economică se face după aplicarea în producţie a rezultatelor cercetărilor, la un anumit interval de timp, de regulă la finele fiecărui an, pe tot parcursul de viaţă economică a produsului respectiv.

Pentru obţinerea eficienţei economice maxime cu un efort material cît mai redus trebuie să se respecte o seamă de condiţii şi anume:

— stabilirea cerinţelor reale ale economiei naţionale privind produsele noi, atît pentru nevoile interne cît şi pentru export;

— determinarea domeniilor, direcţiilor de dezvoltare şi a priorităţilor în domeniul respectiv, deci stabilirea unei politici clare de cercetare;

— asigurarea unei baze materiale necesare pentru desfăşurarea procesului de cercetare, care să corespundă nivelului tehnicii mondiale;

— orientarea forţelor de cercetare spre variantele şi soluţiile tehnice şi economice cele mai avantajoase;

— întreruperea sau abandonarea la timp a cercetărilor care pe parcurs se dovedesc neeficiente sau afectate de uzura morală;

— reducerea ciclului de cercetare şi a timpului de aplicare în producţie a rezultatelor cercetării;

— corelarea justă a planului de cercetare, asimilare şi valorificare;

— corelarea planurilor de asimilare produse noi cu planurile de import şi export etc.

Aria de aplicare a rezultatelor cercetărilor încheiate: cantitatea de produse necesare economiei naţionale pentru nevoile interne cît şi pentru export constituie unul din elementele esenţiale pentru obţinerea unei eficienţe economice corespunzătoare. Oricît de avantajoasă ar fi asimilarea unui produs în ţară, dacă aria de aplicare este restrînsă, neînsemnată, eficienţa economică va fi necorespunzătoare.

Cercetările tehnice aplicative şi materializarea lor în producţia industrială pot crea numeroase produse, însă nu toate aceste produse pot fi adecvate cererii beneficiarilor interni şi externi, nu toate pot fi automat absorbite de piaţă. De aici necesitatea ca aprobarea ideilor privind noile produse şi extinderea producţiei la nivel macroeconomic să fie precedate de cunoaşterea cerinţelor reale, a dorinţelor beneficiarilor interni şi externi, inclusiv de anticiparea perfecţionării şi chiar a înlocuirii produsului respectiv cu altul mai bun. Cunoaşterea riguroasă a ariei de aplicare a rezultatelor cercetărilor trebuie să opereze în toate fazele pe care le parcurge asimilarea noului produs.

Durata de viaţă economică: pentru determinarea efectelor economice de durată precum şi a eficienţei economice este necesar să se stabilească durata de viaţă economică a noului produs ca urmare a cercetării ştiinţifice, care reprezintă de fapt perioada de timp dintre momentul aplicării în practică a rezultatelor cercetării şi momentul cînd produsul este depăşit tehnic ca urmare a intervenţiei uzurii morale. Stabilirea duratei de viaţă economică a unui produs nou este o problemă complexă, specifică fiecărei teme de cercetare, şi necesită o analiză multilaterală a tendinţelor şi ritmului de dezvoltare a produsului respectiv, o cîntărire a influenţei tuturor factorilor interni şi externi care o determină.

Preţul de cost şi de vînzare a noului produs: stabilirea cît mai corectă a preţului de cost şi de vînzare a noului produs are o importanţă deosebită în determinarea eficienţei economice a asimilării unui produs nou, deoarece influenţează direct cuantumul principalilor indicatori economici.

În analiza preţului de cost al noilor produse se va menţiona valoarea materialelor din import, relaţia pe care se importă, posibilităţile de înlocuire a importului în etapa următoare. Comparaţia preţului de cost al noilor produse cu preţul de achiziţie a produselor similare din import poate orienta organele în drept să ia o decizie cît mai justă cu privire la asimilarea noilor produse. Din acest motiv este necesar să se întocmească calculaţii cît mai exacte, în colaborare cu uzina constructoare, pentru a se evita exagerările într-un sens sau altul.

Preţul de achiziţie a produselor similare din străinătate: produsele asimilate ca urmare a cercetărilor sînt destinate în special să înlocuiască unele produse din import sau să prevină unele importuri de asemenea produse. În ambele cazuri se urmăreşte realizarea unor economii valutare care pot fi folosite mai eficient în alte sectoare ale economiei.

Pentru stabilirea volumului economiilor valutare şi a economiei de muncă socială este necesar să cunoaştem preţul cel mai avantajos de achiziţie din import al produselor respective, exprimat în lei valută şi în lei.

Baza de materii prime şi materiale: este extrem de important să se cunoască structura şi costul materialelor care intră în componenţa noului produs, precum şi posibilităţile de procurare a acestora.

În acest sens, analiza economică pentru asimilare trebuie să stabilească cantitatea şi costul materiilor prime şi al materialelor din ţară şi străinătate.

Posibilităţile tehnologice de fabricaţie, spaţii de producţie etc.: analiza eficienţei economice a aplicării în producţie a rezultatelor cercetărilor trebuie să abordeze şi aspectele legate de posibilităţile reale ale uzinei constructoare indicate să asimileze noul produs. În acest sens trebuie ţinut seamă de profilul de fabricaţie al acesteia, de gradul de încărcare al secţiilor de bază şi auxiliare, de gradul de cali-

ficare al muncitorilor şi al personalului tehnic, de dotarea cu scule şi utilaje a secţiilor etc.

2. Determinarea efortului de cercetare-dezvoltare-aplicare

Un element deosebit de important, de care depinde eficienţa economică, îl constituie şi costul total al cercetării şi asimilării produselor noi, întrucît influenţează direct asupra efectelor economice nete. Acest element trebuie avut în vedere cu atît mai mult cu cît fondurile băneşti destinate cercetărilor sînt limitate, iar o dată cheltuite, trebuie să se reîntoarcă în bugetul statului sporite ca urmare a efectelor economice obţinute.

În principiu, efortul total de cercetare-asimilare, cuprinde totalitatea cheltuielilor ce se efectuează o singură dată, indiferent de sursa fondurilor din care se face cheltuiala.

Efortul de cercetare-asimilare cuprinde în principal următoarele grupe de cheltuieli :

a) Cheltuieli de cercetare-proiectare, dezvoltare.

b) Cheltuieli pentru pregătirea fabricaţiei, inclusiv omologarea seriei zero.

c) Efectul imobilizării fondurilor.

d) Pierderi provenite de la utilaje neamortizate.

Sînt cazuri în care utilajele sau instalaţiile ce se asimilează sînt destinate să înlocuiască utilaje existente în funcţiune, cu un grad oarecare de uzură.

e) Pierderi din întreruperile procesului de producţie.

Dacă punerea în funcţiune a echipamentelor sau instalaţiilor nou asimilate impune întreruperea procesului de producţie, pierderile respective trebuie incluse în efortul total de cercetare-asimilare.

f) Volumul mijloacelor circulante.

În toate cazurile în care volumul producţiei ce se realizează ca urmare a asimilării noilor produse este mai mare faţă de perioada anterioară, este necesară sporirea mijloacelor circulante în raport cu creşterea producţiei.

g) Efortul de investiţii.

Sînt cazuri în care asimilarea unor produse noi, fabricarea lor în serie sau utilizarea în exploatare impun executarea unor lucrări de investiţii. Consider că însumarea efortului de investiţie la efortul total de cercetare-asimilare este justificată întrucît toate aceste cheltuieli se recuperează din aceeaşi sursă şi volum de efecte economice.

3. Efectele economice ale aplicării în producţie a rezultatelor cercetărilor aplicative în automatizări

În general, efectele economice se pot grupa în două mari categorii şi anume :

1. efecte economice de bază, care cuprind efectele economice valorice însumabile, concretizate în acumulări suplimentare ;

2. efecte economice suplimentare, care, pe lîngă efectele economice materiale neînsumabile, cuprind şi efectele sociale, care în anumite situaţii pot avea un rol decisiv.

Analiza eficienţei economice a asimilării de produse noi se face la fiecare caz în parte în funcţie de situaţia care o impune.

Din experienţa institutului nostru rezultă că temele de cercetare sînt impuse de anumite cerinţe ale economiei naţionale, cerinţe care pot fi grupate astfel :

1. cercetări pentru asimilarea de produse care să elimine importul ;

2. cercetări pentru asimilarea de produse la un nivel tehnic superior faţă de produsele importate ;

3. cercetări pentru asimilarea de produse noi care nu au mai fost utilizate în exploatare ;

4. cercetări în vederea modernizării şi perfecţionării produselor aflate în fabricaţia curentă.

Pentru analiza eficienţei economice a acestor grupe de cercetări, am folosit un sistem de indicatori economici adecvaţi fiecărei teme în parte, căutînd să exprime cît mai fidel avantajele economice la nivel micro – şi macroeconomic.

3.1. *Efecte economice de bază la nivelul economiei naţionale*

Economii băneşti : prin economisirea de muncă socială naţională se realizează importante economii băneşti.

Acest efect se poate realiza numai în situaţiile în care preţul de vînzare cu ridicata a produsului elaborat în ţară este mai mic decît preţul de achiziţie a produselor similare importate sau prevăzute a se importa. Se determină cu relaţia ;

$$E_b = Q\,(P_a - P_v),$$

în care :

E_b — economia bănească pe o anumită perioadă de timp, de regulă un an ;

Q — cantitatea de produse pe un an ;

P_a — preţul unitar de achiziţie din import a produselor similare în lei ;

P_v — preţul de vînzare cu ridicata per unităţi de produse ce se asimilează în ţară.

Economii valutare : prin asimilarea în ţară de produse noi pe bază de concepţie proprie se creează posibilitatea de a se economisi o parte din fondurile valutare destinate importului.

Economiile valutare se vor determina deci la produsele care se asimilează în vederea eliminării importului.

Economia de valută se determină cu ajutorul relaţiei :

$$E_v = Q\,(P_{av} - C_m),$$

în care :

C_m — costul, în lei valută, al materialelor, pieselor etc. din import necesare fabricării în ţară pentru un produs ;

P_{av} — preţul de achiziţie din import per unitate de produs, în lei valută.

Aportul de valută: o parte din produsele realizate pe baza concepţiei proprii sînt exportate în diverse ţări, realizîndu-se importante încasări valutare.

La acest capitol urmează să elaborăm o metodologie specială pentru determinarea eficienţei economice a exportului de elemente, echipamente şi instalaţii de automatizare.

În momentul de faţă folosim următoarea relaţie pentru determinarea aportului de valută:

$$A_v = Q[P_{ex} - (V_m + V_{mex})],$$

în care:

Q — producţia anuală destinată exportului;

P_{ex} — preţul de export per produs, în lei valută;

V_m — valoarea materialelor din import pentru un produs, în lei valută;

V_{mex} — valoarea materialelor şi subansamblurilor exportabile, în lei valută.

3.2. *Efecte economice de bază la nivelul unităţii producătoare*

Beneficii la uzina producătoare: asimilarea şi fabricarea aparaturii de automatizare duc la creşterea volumului valoric al producţiei marfă şi, implicit, la creşterea volumului de beneficii.

Se determină cu relaţia:

$$B = Q\,(P_v - P_c),$$

în care:

P_v — preţul de vînzare;

P_c — preţul de cost unitar complet comercial al noului produs.

Economii prin reducerea preţului de cost: modernizarea produselor din fabricaţia curentă duce de multe ori la reducerea preţului de cost, ca urmare a unor soluţii tehnice mai simple şi mai sigure în exploatare, la înlocuirea unor materiale scumpe cu altele mai ieftine, la reducerea manoperei pe produs, la reducerea consumurilor de materiale etc.

Se determină cu relaţia:

$$E_{pc} = Q\,(PC_0 - PC_1).$$

în care:

PC_0, PC_1 — preţul de cost înainte şi după modernizare.

3.3. *Efecte economice de bază la utilizatorii aparaturii de automatizare*

Prin folosirea în procesul de producţie a noilor elemente, echipamente şi instalaţii de automatizare se realizează o seamă de efecte economice însumabile.

Beneficii suplimentare la producţia suplimentară: prin creşterea productivităţii utilajelor se obţine o sporire a volumului producţiei şi, ca atare, o sporire a beneficiilor.

Acest efect se determină cu relaţia:

$$B_s = B_u(Q_{u_1} - Q_{u_0}),$$

în care:

B_s — beneficii suplimentare la producţia suplimentară;

B_u — beneficiul pe unitatea de produs realizat după introducerea măsurii tehnice;

Q_{u_1}, Q_{u_0} — producţia după şi înaintea introducerii noii măsuri tehnice.

Reducerea consumurilor specifice de materii prime, materiale, energie, combustibil etc.: aceste economii de muncă materializată fac să crească volumul acumulărilor, care se stabilesc, în funcţie de reducerea respectivă pe fiecare produs, ca diferenţă dintre consumul realizat înaintea introducerii noii măsuri tehnice şi consumul realizat după introducerea măsurii tehnice.

Economia valorică a consumurilor specifice se poate determina cu relaţia:

$$E_{cs} = Q\,(I_{s_0} - I_{s_1}),$$

în care:

E_{cs} — economii la reducerea consumurilor specifice de materii prime, materiale, energie etc.;

$I_{s_0} - I_{s_1}$ — cheltuielile cu materiile prime şi materialele, energie etc. înainte şi după introducerea în producţie a noii măsuri tehnice, pe produs.

Acest efect economic are o importanţă deosebită în condiţiile actuale şi influenţează direct asupra reducerii preţului de cost al producţiei.

Economii la fondul de salarii: prin folosirea în procesul de producţie a unor maşini şi utilaje automatizate perfecţionate are loc o eliberare de forţă de muncă şi deci şi de fond salarii care pot fi distribuite altor sectoare productive.

Volumul economiilor la fondul de salarii se stabileşte cunoscînd numărul de salariaţi ce se eliberează, salariul mediu anual per salariat al categoriei respective, cheltuielile pentru asigurări sociale, precum şi celelalte cheltuieli legate de locul de muncă.

Economiile la fondul de salarii pot fi calculate cu ajutorul relaţiei:

$$E_s = N \cdot S_m\,(1 + KCAS) + I_r,$$

în care:

N — numărul salariaţilor eliberaţi;

S_m — salariul mediu anual al unui salariat;

$KCAS$ — coeficientul de asigurări sociale;

I_r — cheltuielile de regie pentru întreţinerea locului de muncă.

Reducerea cheltuielilor cu întreţinerea şi funcţionarea utilajului: ridicarea performanţelor tehnice ale aparaturii de automatizare asigură o fiabilitate sporită, o funcţionare continuă a procesului de producţie, o reducere a întreruperilor şi, în final, se obţine creşterea volumului producţiei, reducerea cheltuielilor de întreţinere etc.

Economiile de cheltuieli de întreţinere se pot determina cu relaţia:

$$E_{iu} = N(I_{i_0} - I_{i_1}),$$

în care:

E_{iu} — economii anuale la cheltuielile cu întreţinerea şi funcţionarea utilajelor;

I_{i_0}, I_{i_1} — cheltuieli anuale cu întreţinerea şi funcţionarea utilajelor înainte şi după automatizare;

N — numărul utilajelor modernizate.

Am arătat doar cîteva din efectele economice de bază însumabile, care se produc în timp şi în locuri diferite. Efectele economice care se pot obţine prin valorificarea macroeconomică a rezultatelor cercetărilor încheiate sînt foarte variate şi apar şi sub alte forme, ca de exemplu:

— economii prin înlăturarea pierderilor din întreruperea procesului de producţie;

— economii din reducerea cheltuielilor convenţional constante;

— beneficii suplimentare la producţia de calitate;

— acumulări pe seama economiei de investiţii;

— economii la preţul de cost etc.

3.4. *Efecte economice suplimentare*

În afara efectelor economice de bază însumabile se mai obţin efecte economice şi sociale suplimentare, neînsumabile, cum ar fi:

1. creşterea volumului producţiei la uzina constructoare;

2. creşterea volumului producţiei la uzina ce foloseşte noul produs sau utilaj în procesul de producţie;

3. economii la fondul de investiţii;

4. uşurarea condiţiilor de muncă;

5. îmbunătăţirea gradului de securitate al muncii etc.

Descoperirea şi evaluarea tuturor efectelor economice sînt probleme de cercetare, de analiză complexă şi depind de cunoaşterea tuturor factorilor specifici fiecărei teme de cercetare în parte, de gradul de cunoaştere al specificului fiecărui proces de producţie şi de implicaţiile tehnico-economice ale aplicării în practică a rezultatelor cercetărilor încheiate.

4. Analiza eficienţei economice a cercetării şi asimilării de produse noi

Eficienţa economică a cercetărilor ştiinţifice poate fi caracterizată printr-un sistem de indicatori economici care trebuie să exprime cît mai corect avantajele tehnice, economice şi sociale.

Indicatorii economici cei mai sintetici folosiţi în scopul caracterizării unei teme de cercetare înainte sau după aplicarea în practică sînt următorii:

4.1. *Durata de recuperare*

Durata de recuperare reprezintă timpul în care cheltuielile făcute de societate cu cercetarea şi asimilarea se reîntorc în fondurile centralizate pentru a putea fi folosite mai departe în procesul reproducţiei lărgite.

Durata de recuperare se poate determina ca raport între suma cheltuielilor cu cercetarea, dezvoltarea şi asimilarea noului produs şi suma efectelor economice potenţiale sau efective la nivelul unui an mediu. Se poate determina cu relaţia:

$$D_r = \frac{I_c + I_d + I_s}{\frac{\Sigma E}{V_e}};$$

în care:

D_r — durata de recuperare;

I_c — cheltuielile de cercetare;

I_d — cheltuielile de dezvoltare;

I_s — cheltuielile de asimilare;

ΣE — suma efectelor economice pe durata de viaţă economică a produsului cercetării;

V_e — durata de viaţă economică a produsului rezultat al cercetării.

În situaţia în care efectele economice diferă ca volum de la an la an şi mai ales dacă volumul lor este mai mic în primii ani de viaţă economică, durata de recuperare se determină prin diferenţă astfel: din suma totală a cheltuielilor se scad pe rînd efectele economice calculate începînd cu primul an de viaţă economică, şi se continuă cu al doilea an, pînă cînd întregul volum de cheltuieli este complet recuperat şi apoi se numără anii scăzuţi. Pentru a se determina şi numărul lunilor se împarte restul cheltuielilor la efectele economice din următorul an nescăzut, obţinîndu-se fracţia subunitară care se transformă în număr de luni.

Durata de recuperare prin diferenţă se poate determina cu relaţiile:

$$D_r = \frac{n \cdot 12 + l}{12}$$

$$\left(\Sigma I - \sum_{i=1}^{n} e_i\right) < e_{n+1} \text{ condiţie obligatorie,}$$

$$l = \frac{\Sigma I - \sum_{i=1}^{n} e_i}{e_{n+1}} \cdot 12,$$

în care :

n — numărul de ani întregi în care se recuperează investiţia făcută ;

l — numărul de luni în care se recuperează restul cheltuielilor din efectele anului următor ;

ΣI — totalul cheltuielilor de cercetare, dezvoltare, asimilare ;

$\sum_{i=1}^{n} e_i$ — efectele economice din primii n ani întregi ;

e_{n+1} — efectele economice din anul următor lui e_n ;

12 — numărul lunilor dintr-un an.

4.2. *Coeficientul eficienţei economice*

Acest indicator exprimă rentabilitatea produsului obţinut ca urmare a aplicării în producţie a rezultatelor cercetărilor încheiate şi se determină ca raport între suma efectelor economice pe durata de viaţă economică şi suma cheltuielilor cu cercetarea, dezvoltarea şi asimilarea noului produs.

Relaţia folosită este următoarea :

$$KE = \frac{\Sigma E}{\Sigma I},$$

în care :

KE — coeficientul eficienţei economice, în lei acumulări suplimentare pe un leu cheltuit.

4.3. *Cursul de revenire*

Cursul de revenire arată cîţi lei se cheltuiesc în ţară cu asimilarea unui nou produs, pentru a economisi un leu valută.

Cursul de revenire se calculează avîndu-se în vedere cursul brut şi net.

— Cursul de revenire brut se determină cu relaţia :

$$C_{vb} = \frac{P_v}{P_a - V_m},$$

în care :

C_{vb} — cursul de revenire brut ;

P_v — preţul de vînzare al produsului asimilat în ţară ;

P_a — preţul de achiziţie din import al produsului similar, în lei valută ;

V_m — valoarea materialelor care se importă pentru un produs, în lei valută.

— Cursul de revenire net se determină cu relaţia :

$$C_{rn} = \frac{P_c}{P_a - V_m},$$

în care :

P_c — preţul de cost al produsului asimilat în ţară.

Trebuie ţinut seamă că nu există un indicator sintetic universal care să cuprindă sub toate aspectele implicaţiile economice şi sociale, de aceea eficienţa economică potenţială sau efectivă a cercetării ştiinţifice aplicative poate fi exprimată cu un sistem de indicatori, care în general sînt completaţi cu o descriere a avantajelor tehnice şi economice ale cercetării.

Cele arătate mai sus nu cuprind totalitatea indicatorilor şi metodelor de determinare a eficienţei economice. În condiţiile existenţei mijloacelor electronice de calcul, întreaga metodologie de analiză practicată pînă acum poate şi trebuie să fie perfecţionată, folosindu-se tot mai mult optimizarea unor indicatori economici care să exprime cît mai sintetic avantajele economice ale cercetării.

Folosirea tot mai largă a modelelor economice şi matematice ca mijloc de exprimare a conţinutului economic al unor indicatori constituie un pas important spre perfecţionarea sistemului de determinare a eficienţei economice a cercetărilor ştiinţifice aplicative.

BIBLIOGRAFIE

[1] Glaser, L. *Unele probleme ale economiei ştiinţei.* În Wirtschaftswissenschaft, 20, nr. 4, 1972, p. 529—537.

[2] Iakubaitis, E. *Stimularea eficienţei muncii ştiinţifice.* In Soţ. trud, 17, nr. 5, 1972, p. 45—50.

[3] Gurevici, F. G. *Cu privire la argumentarea cheltuielilor pentru cercetare şi colaborare.* În Ekon. matem. metodi, 8, nr. 1, 1972, p. 59—75.

[4] Drugarian, I. S. *Identificarea obiectului complex după criteriu tehnico-economic.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 3, 1972, p. 170—175.

[5] Palterovics, O. *Probleme legate de introducerea tehnicii moderne.* În : Munkaiigyi szle, nr. 3, 1972, p. 23—29.

[6] Szwedowski, S. *Formele de apreciere a eficienţei economice a progresului tehnic.* În : Ekon. org. pr., nr. 7, 1972, p. 289—294.

[7] Plaminiak, M. *Calculul eficienţei economice a modernizării produselor în scopul îmbunătăţirii valorii lor de întrebuinţare.* În : Org. zavadz, nr. 6, 1972, p. 271—274.

[8] Ebeling, F. *Efectele sociale ale progresului tehnic.* În : Arbeit Sozial polit., 25, nr. 1. 1971, p. 19—24.

[9] Kleer, J. *Cîteva observaţii asupra evoluţiei tehnologiei în lume.* În Stud. soc. pol., nr. 1, 1971, p. 121—134.

[10] Wilenski, M. *Direcţiile progresului tehnico-ştiinţific şi eficienţa sa.* În Sow. Ges. Wiss. Beitr., nr. 7, 1972, 696—707.

[11] Gliciev, A.V. *Eficienţa economică a sistemelor tehnice.* Moscova, Izd. Ekonomika, 1971.

[12] Iakoveţ, I. *Eficienţa progresului tehnic ştiinţific şi dinamica preţurilor.* În: Vopr. ekon., nr. 6, 1972, p. 52—65.

[13] Livsit, V. N. *Alegerea soluţiilor optimale în calculele tehnico-economice.* Moscova, Izd. Ekonomika, 1971.

[14] Ulmi, K. *Rentabilitatea investiţiilor şi valoarea actuală netă: condiţii pentru indicaţii de decizie identice.* În : Managem. int. rev., 12, nr. 2—3, 1972, p. 69—75.

[15] Shepard, H. *Ştiinţa comportamentului şi eficienţa cercetării şi dezvoltării.* În: Research management, 9, nr. 5, 1968, sept.

OCTAVIAN MANGIUREA, MIRCEA EPURE şi DENISA VÎLCEANU *

Urmărirea centralizată a defectelor calculatoarelor electronice şi a principalilor parametri ceruţi de exploatare

O problemă de mare importanţă pentru diagnosticarea deficienţelor unor noi produse, în scopul îmbunătăţirii construcţiei, a tehnologiei de fabricaţie şi a modului de exploatare, este aceea a creării unui fond de date pe baza căruia să se poată analiza comparativ modul de comportare a produselor în exploatare şi însăşi cauzalitatea tehnică a majorităţii anomaliilor constatate.

Centralizarea datelor existente, legate de funcţionalitatea unor produse complexe, analiza şi interpretarea rezultatelor obţinute au reprezentat în ultimul timp o metodă importantă de îmbunătăţire a performanţelor acestor produse.

Pentru sistemele de calcul electronic, produse complexe care în marea lor majoritate au fost date relativ recent în funcţionare, aplicarea acestei metode este deosebit de eficientă, permiţînd îmbunătăţirea concepţiei constructive, a sistemului de exploatare şi a modului de întreţinere.

În general, testele calculatoarelor de mare capacitate sînt lacunare în ceea ce priveşte localizarea defecţiunii pe subansamble sau chiar pe părţi componente ale acestora. Prin urmărirea sistematică a defectelor cu ajutorul unui formular tip se pot pune în evidenţă următoarele:

— legătura care există între defecţiune şi indicaţiile programului de teste (familia şi modulul fiecărui test în parte);

— cauzele defecţiunilor în funcţie de modul de manifestare a defecţiunilor, precum şi mijloacele cu care pot fi remediate;

— piesele de schimb necesare, pe tipuri de defecţiuni.

În afară de aceasta se pot pune în evidenţă o serie de indicatori de sinteză ai funcţionării întregului sistem de calcul, cum ar fi siguranţa în funcţionare a sistemului şi disponibilitatea lui pe baza duratei de oprire (parţială sau totală) şi a frecvenţei defecţiunilor.

1. Datele necesare urmăririi centralizate a defectelor şi a principalilor parametri din exploatare

Volumul de date necesare acestei urmăriri este condiţionat de numărul calculatoarelor electronice în funcţiune, de varietatea şi cantitatea perifericelor şi a echipamentelor mecanografice, de numărul şi varietatea defecţiunilor, precum şi de complexitatea acestor utilaje, respectiv de nomenclatorul pieselor şi al subansamblelor componente.

Datele se înregistrează ori de cîte ori asupra unei părţi componente a sistemului de calcul se efectuează o operaţie de întreţinere, depanare, sau se semnalează defecţiuni datorite unor cauze externe sau unor modificări ale sistemului.

Orice operaţie care conduce la întreruperea parţială sau totală a funcţionării calculatorului este înregistrată, putîndu-se astfel determina gradul de folosire şi disponibilitatea întregului ansamblu.

În figura 1 este redat formularul de intervenţie propus pentru centralizarea tuturor datelor necesare analizei modului de comportare în exploatare a calculatoarelor electronice de tip IRIS 50 şi FELIX 256. Faţă de fişa firmei C.I.I. „Raport d'intervention", acest formular are împărţit timpul de intervenţie în două părţi distincte: timp care a necesitat oprirea parţială a sistemului şi cel care a necesitat oprirea totală.

Ca date referitoare la defecţiunea propriu-zisă, în afară de codificarea tipului defecţiunii (col. 41), a modului de manifestare (col. 42), a mijloacelor de depistare (col. 43) şi a cauzei defecţiunii (col. 44 — 45), formularul propus conţine o codificare a defecţiunii (col. 46 — 48) şi a testului cu ajutorul căruia s-a depistat existenţa acestei defecţiuni (col. 49 — 52). De asemenea (col. 63) este specificat distinct dacă piesa a fost sau nu înlocuită.

Utilizînd datele specificate în formularul de intervenţie din figura 1, se poate concepe un model de urmărire centralizată a principalilor parametri din exploatarea calculatoarelor electronice, utilizînd însuşi sistemul de calcul pentru rezolvarea relaţiilor acestui model.

Prin folosirea calculatorului electronic în acest domeniu se asigură:

— cuprinderea şi modul de depozitare (în fişiere pe benzi şi discuri magnetice) a volumului mare de date implicat de această evidenţă;

— operativitatea înregistrării şi a prelucrării rezultatelor;

— posibilitatea efectuării unor calcule complexe şi a editării unor situaţii de sinteză.

Etapele realizate în conceperea acestui sistem au fost:

— crearea unui fişier centralizator, cu toate datele necesare referitoare la produs, teste, defecţiuni, piese utilizate etc.;

— codificarea produselor, a testelor efectuate, a tipului defecţiunii, manifestări, mijloace de remediere a pieselor componente etc.;

— tipizarea datelor de ieşire, stabilirea algoritmelor de calcul, a schemelor logice şi programarea lucrării;

* Ing. *O. Mangiurea* şi mat. *D. Vîlceanu* lucrează la Centrul de calcul al C.S.P., iar ing. *M. Epure* la I.I.R.U.C.

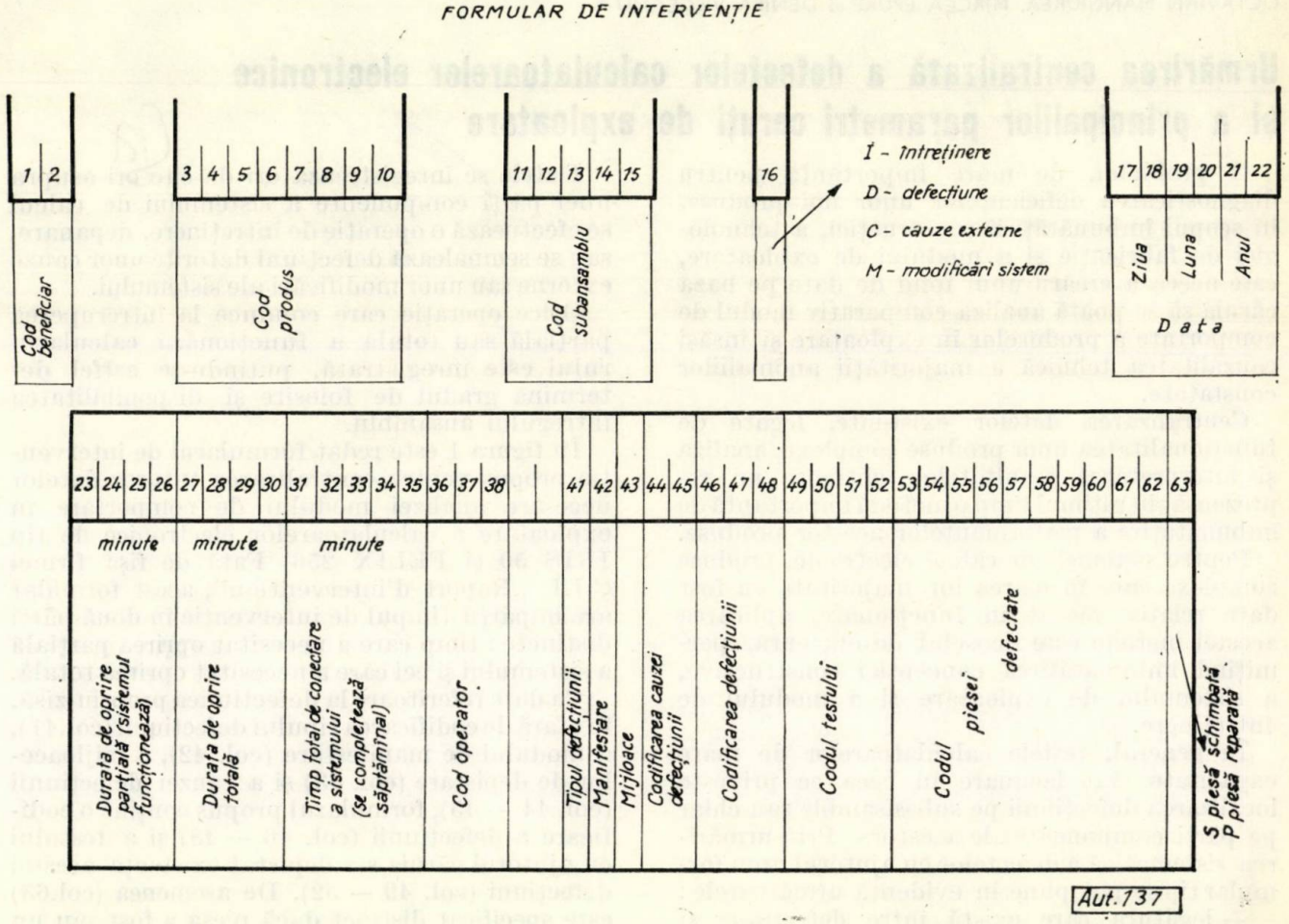


Fig. 1

— culegerea datelor, prelucrarea lor, obţinerea şi analiza rezultatelor.

2. Crearea fişierului cu datele necesare urmăririi centralizate a principalilor parametri ai exploatării

Fişierul este conceput pe disc magnetic cu posibilitatea transpunerii imediate pe bandă. Suportul primar de informaţie este cartela perforată direct după formularul de intervenţie din figura 1.

Programul de creare a fişierului CRINCO 01 a fost scris în limbaj COBOL, organizare secvenţial indexată; conţine 50 de instrucţiuni.

Primele 22 de coloane ale fişierului reprezintă codul de recunoaştere a beneficiarului, produsului, subansamblului defectat, tipului de defecţiune şi a datei apariţiei ei.

3. Codificarea produselor , a subansamblelor, a testelor efectuate, a tipului defecţiunii, manifestări, mijloace de remediere a pieselor componente etc.

Înregistrarea fişierului cu datele necesare urmăririi principalilor parametri ai exploatării în memoria externă a calculatoarelor nu este suficientă pentru analiza modului de comportare a acestor produse în exploatare. În acest scop s-au codificat subansamblele şi perifericele calculatorului: U-CEN, unitatea centrală; U-MEM, unitatea de memorie; U-S-M-, unitatea de schimburi multiple; BM-00 pînă la BM-07 unităţi de benzi magnetice; DM-00 pînă la DM-07, unităţi de discuri magnetice; LEC-1, lectorul de cartele; PER-1, perforatorul de cartele; L-P-C, lector perforatorator de cartele; CLIMA, unitatea de climatizare.

Pentru codificarea testelor se utilizează codurile elaborate de firma C.I.I., fiind suficiente patru caractere. Pentru unitatea centrală sînt o serie de programe legate direct de funcţionalitatea sistemului de calcul (GENE, CHAI, FLOT, DECI, IMTE, PROM, MEMO etc.), iar pentru fiecare periferic sînt o serie de familii de programe (F 111, F 121, F 131, F 132, F 133, F 211, F 311, F 312), fiecare familie avînd unul sau mai multe module. Indicîndu-se codul perifericului şi familia de programe, se poate localiza tipul de defect pe testele efectuate.

Codificarea defecţiunilor se face după tip, manifestări şi mijloace:

— codificarea tipului defecţiunii ţine seamă de modul cum a fost detectată pana (în exploa-

tare de către client, în timpul operaţiilor de întreţinere) şi de faptul dacă a necesitat oprirea sistemului de calcul sau nu;

— manifestarea se codifică ţinînd seamă dacă pana este netă, aleatorie, apărută în mers sau la şoc;

— codificarea mijloacelor de detectare cuprinde atît cele prin programe de test standard, personale sau ale clientului, cît şi cele prin pupitrul de comandă sau cu ajutorul osciloscopului.

Cauza penei este determinată cu ajutorul unui cod format din două cifre.

Se deosebesc cauze generale; datorite reglajelor mecanice sau electronice; datorite materialelor mecanice sau electronice; datorite realizării necorespunzătoare sau concepţiei defectuoase.

4. Tipizarea datelor de ieşire, stabilirea algoritmelor de calcul, a schemelor logice şi elaborarea programelor

Fişierul creat conform formularului de intervenţie specificat anterior dă posibilitatea analizei complexe a defecţiunilor şi testelor utilizate pentru diagnosticarea penelor calculatoarelor IRIS 50 şi FELIX 256 ce se află în exploatare. Crearea unui fond de date este absolut necesară atît pentru analiza statistică iniţială, pentru analizele tehnice ulterioare, cît şi în vederea estimării performanţelor obţinute (timpii de oprire parţială şi totală, disponibilităţile sistemului).

În figura 2 se dă schema logică pentru programul ANTIMP de analiză comparativă a timpilor de oprire totală şi parţială a sistemelor de calcul IRIS 50.

Se introduc în memorie codurile beneficiarilor; în cazul de faţă numărul beneficiarilor este 6 (j = 01 — 06).

Se citeşte fişierul de pe discul magnetic şi se adună în sumatoarele create timpii (TIN, TID, TOE şi TOM), în funcţie de indicaţia dată de poziţia 16 din fişier: *I* — întreţinere; *D* — defecţiune; *C* — cauze externe; *M* — modificări de sistem.

După efectuarea sumelor se trece la calculul procentelor şi disponibilităţilor specificate anterior, scrierea pe imprimantă şi anularea sumatoarelor.

În tabela 1 este redat capul de tabelă al lucrării programate. Datele specificate în cadrul tabelei sînt exemplificative.

Crearea unei astfel de tabele de ieşire este utilă pentru estimarea eficienţei operaţiilor de depanare a calculatoarelor. Cu cît programele de test sînt mai bine puse la punct şi determină cauzalitatea defecţiunilor, cu atît este posibilă o depanare mai operativă, disponibilitatea parţială şi totală a sistemelor de calcul fiind mai ridicată,

O altă analiză ce se poate efectua cu ajutorul fondului de date acumulat de către fişierul CRIDEP este efectuată cu ajutorul programului DEFECT.

Rezultatele prelucrate cu ajutorul acestui program sînt afişate în tabela 2.

Această tabelă, realizată pe baza unui număr mare de observaţii pe perioade de timp strict delimitate, este folosită la crearea fişierelor de defecţiuni în funcţie de testele la care subansamblele calculatorului nu corespund. Cu ajutorul acestei tabele se poate determina cauzalitatea principalelor defecţiuni (coloană cod cauză) pe tipuri de defecţiuni, manifestări şi mijloace. De asemenea se pot determina timpul mediu de remediere a unui tip de defecţiune, evoluţia lui şi măsura în care anumite defecte conduc la oprirea totală sau parţială a sistemului de calcul.

Tabela 1

Analiza comparativă a timpilor de oprire parţială şi totală

COD BEN	Denumirea centrului de calcul	*TC*	Timp de intervenţie				Timp de intervenţie				*TOE*	*TOM*	*DT*	*DP*
			TOT	%	*TOP*	%	*TIN*	%	*TID*	%				
01	CSP-BUC	410.00	3.78	.0	5.21	1.0	.00	.0	9.00	2.0	.00	.00	97.80	99.00
02	CCT-CLUJ	410.00	5.51	1.0	6.06	1.0	.00	.0	11.58	2.0	.00	.00	97.10	98.60
03	ISPE-BUC.	410.00	6.46	1.0	6.58	1.0	.00	.0	13.05	3.0	.00	.00	96.80	98.40
04	PAMID-BUC.	410.00	3.83	.0	5.33	1.0	.00	.0	9.16	2.0	.00	.00	97.70	99.00
05	CBCC-BUC.	410.00	5.56	1.0	6.43	1.0	.00	.0	12.00	2.0	.00	.00	97.00	98.60
06	CCT-TIM.	350.00	6.20	1.0	6.61	1.0	.00	.0	12.81	3.0	.00	.00	96.30	98.20

TC = TIMP DE CONECTARE
TOT = TIMP DE OPTRIRE TOTALĂ A SISTEMULUI
TOP = TIMP DE OPRIRE PARŢIALĂ A SISTEMULUI
TI = TIMP DE INTERVENŢIE
TIN = TIMP DE ÎNTREŢINERE
TID = TIMP DE DEPANARE
DT = DISPONIBILITATEA TOTALĂ
DP = DISPOGIBILITATEA PARŢIALĂ

0158 ANTIMP AN = 2871 PH = 0003 DATE = 22/06/72
H DEB = 4 H 20M 06S H FIN = 14H 20M 43S
TIME = 00000722
LGP = 00040 MEM = 00006 LO = 00052 IN = 00005
OUT = 00000
RD = 01 PR = 01 CR = 01

Tabela 2

Analiza defectelor şi testelor necesare de tipuri de subansamble ale calculatorului IRIS 50 (Felix 256)

NR. CRT.	COD SUBANS. DEFECT	COD TEST	CODUL TIP	DEFECŢIUNI MANIFEST.	MIJLOACE	COD CAUZA	TIMPUL DE DEFECTARE		
							TOT	*TOP*	*CUM*

SCHEMA LOGICA PENTRU PROGRAMUL A N T I M P

Analiza comparativă a timpilor de oprire totală și parțială a sistemelor de calcul IRIS-50

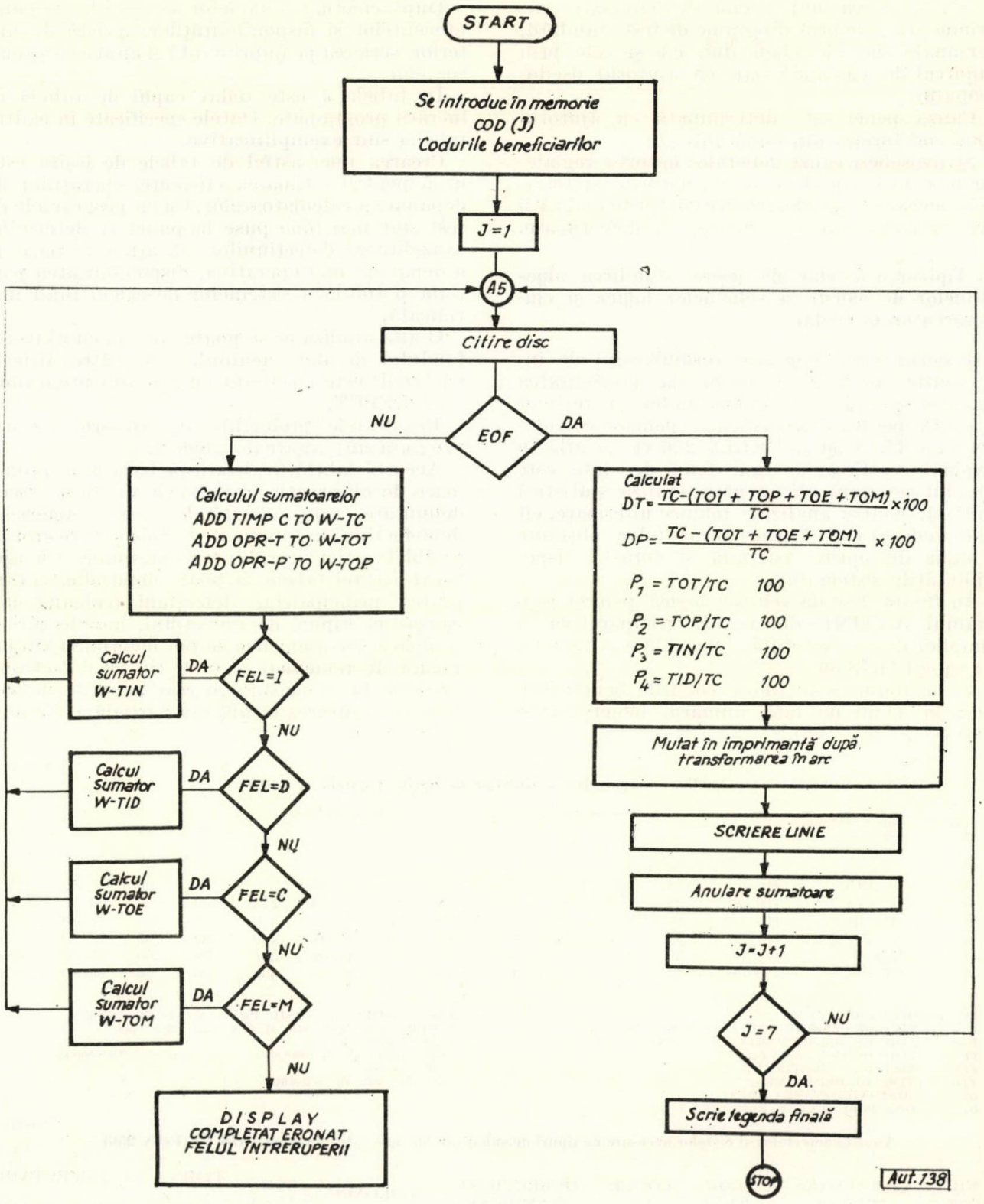


Fig. 2

Tipizarea defectelor şi crearea fişierelor de defecţiuni fac posibilă întreţinerea calculatoarelor de către un personal cu o calificare medie. Apariţia unor tipuri noi de defecte sau a unor dereglări funcţionale ample necesită totuşi intervenţia unor cadre de calificare superioară şi a unui aparataj ce implică studierea acestor defecte în laborator şi crearea unor noi fişiere de defecţiuni.

Utilizînd datele furnizate de fişier (tip defecţiune, manifestare, mijloace, cauză), precum şi codul testului şi al piesei defectate, se pot determina piesele înlocuite la un anumit tip de defecţiune depistat cu un anumit test.

Această analiză a pieselor de schimb efectiv înlocuite pentru perioadele de timp trecute poate conduce la ridicarea unor familii de curbe de corelaţie, cu ajutorul cărora se va putea aprecia destul de riguros necesarul de piese pentru perioadele următoare.

Datele culese din fişierul întocmit pot fi utilizate pentru calcul, pe tip de periferic, unitate centrală, memorie şi unitate de schimburi multiple, al frecvenţei şi intensităţii defecţiunilor, precum şi al siguranţei în funcţionare pentru perioade de timp determinate.

5. Culegerea datelor, obţinerea şi analiza rezultatelor

Sistemul propus permite culegerea informaţiilor necesare urmăririi centralizate a defecţiunilor calculatoarelor electronice, după evidenţa primară înregistrată pe formularul de intervenţie din figura 1.

Din experienţa efectuată pe un interval de timp de aproximativ un an şi jumătate rezultă că înregistrarea codificată este posibil să fie realizată de un personal cu studii medii.

Luînd în considerare notaţiile date în tabela 1, calculul procentelor acestor timpi din timpul total de conectare, precum şi calculul disponibilităţilor, se fac cu ajutorul relaţiilor :

$$P_1 = TOT/TC \times 100, \quad P_2 = TOP/TC \times 100, \quad P_3 = TIN/TC \times 100, \quad P_4 = TID/TC \times 100. \tag{1}$$

Disponibilitatea totală şi parţială se calculează astfel :

$$DT = TC - \frac{TOT + TOP + TOE + TOM}{TC} \times 100, \qquad DP = TC - \frac{TOT + TOE + TOM}{TC} \times 100. \tag{2}$$

Din tabela 2 se totalizează defectele (ca timp sau număr) pentru fiecare subansamblu component al calculatorului sau pe total sistem de calcul.

Raportînd timpul total de defectare la timpul mediu pe defect, pentru o anumită perioadă, se obţine numărul echivalent de defecte (y).

În graficul din figura 3 se dau valorile numărului echivalent de defecte în funcţie de timp pentru o perioadă de 16 luni.

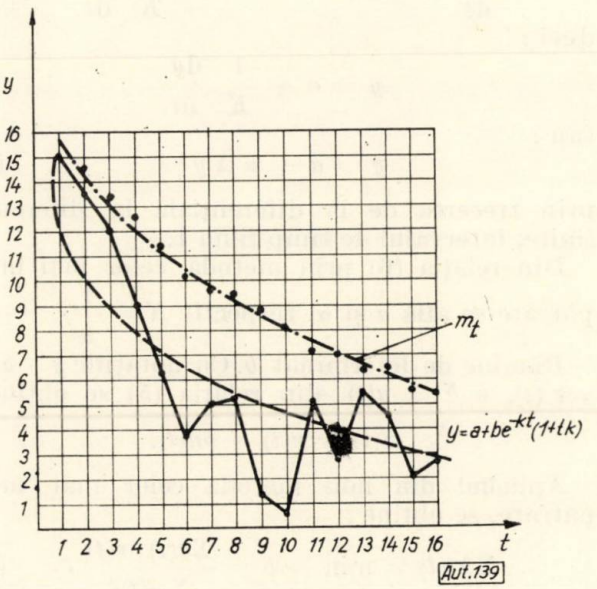


Fig. 3

Pentru aceeaşi perioadă este reprezentată în grafic media glisantă calculată cu formula :

$$m_t = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^{t} y_i. \tag{3}$$

Valorile calculate ale mediei glisante sînt date în tabela 3, t fiind exprimat în luni,

Tabela 3

t	1	2	3	4	5	6	7	8
m_t	15,1	14,35	13,6	12,55	11,38	10,11	9,40	9,875
t	9	10	11	12	13	14	15	16
m_t	8,022	7,260	7,063	6,700	6,600	5,743	5,496	5,325

Curba rezultată este de forma :

$$m_t = \frac{1}{t} \int_0^t y_i \, dt = f(t) \text{ sau } \int_0^t y_i \, dt = tf(t).$$

Prin diferenţiere se obţine :

$$y_i = f(t) + tf(t). \tag{4}$$

Pentru a putea ajunge la această formă trebuie în primul rînd găsită funcţia $m_t = f(t)$.

Din analiza grafică şi prin încercări s-a determinat că funcţia $f(t)$ este de forma :

$$y = a + be^{-Kt}.$$

Liniarizarea a fost făcută prin diferenţiere :

$$\frac{dy}{dt} = bKe^{-Kt} \rightarrow be^{-Kt} = \frac{1}{K}\frac{dy}{dt}, \qquad (5)$$

deci :

$$y = a + \frac{1}{K}\frac{dy}{dt}$$

sau :

$$y = a + \alpha \Delta y \qquad (6)$$

prin trecerea de la diferenţială la diferenţe finite, intervalul de timp fiind 1.

Din relaţia (6) prin metoda celor mai mici pătrate se află a şi α, respectiv $K = \frac{1}{\alpha}$.

Rămîne de determinat b. Cu notaţiile $y - a = v(t)$, $e^{-Kt} = u(t)$ din relaţia (5) se obţine :

$$\Delta(t) = v(t) - bu(t).$$

Aplicînd din nou metoda celor mai mici pătrate, se obţine :

$$\Sigma\Delta^2(t) = \min \rightarrow b = \frac{\Sigma u(t) \cdot v(t)}{\Sigma u(t)^2}, \qquad (7)$$

$$\Sigma\Delta(t)^2 = \Sigma[v(t) - bu(t)]^2 = \Sigma v(t)^2 + b^2\Sigma u(t)^2 - 2b\,\Sigma v(t)\,u(t).$$

Diferenţiind în raport cu b :

$$\frac{d\Sigma\Delta^2(t)}{db} = 2b\,\Sigma u(t)^2 - 2\,\Sigma v(t) \cdot u(t) = 0,$$

de unde se obţine b din relaţie (7) sau :

$$b = \frac{\Sigma(y - a)\,e^{-Kt}}{\Sigma e^{-2kt}}.$$

Programînd algoritmul de calcul prezentat, se pot calcula constantele a, b şi K.

În cazul de faţă a fost utilizat programul EXP 3 CC 64 realizat în limbaj FORTRAN pe calculatorul IRIS 50 al CSP, obţinîndu-se funcţia :

$$y = 4 + 14{,}7869\ e^{0{,}1461\,t}. \qquad (8)$$

Pentru această curbă s-a găsit $\varepsilon = 0{,}31$, $\sigma = 1{,}93$ şi coeficientul de corelaţie — 0,98.

Curba rezultată reprezintă funcţia mediei glisante dată de relaţia (3), fiind de forma $m_t = a + be^{-Kt}$.

În conformitate cu relaţia (4), funcţia căutată, ce reproduce evoluţia în timp a frecvenţei defectelor, este :

$$y = (a + be^{-Kt}) + tbKe^{-Kt}$$

sau :

$$y = a + be^{-Kt}(1 + tK). \qquad (9)$$

Din calcul rezultă :

$$y = 4 + 14{,}7869\ e^{-0{,}1461t}(1 + 0{,}1461\,t). \qquad (10)$$

Se observă că funcţia rezultată este asimptotă la o frecvenţă medie de patru defecţiuni echivalente pe lună.

Tendinţele de depăşire sistematică a acestei frecvenţe medii, pentru o anumită structură a calculatorului, indică începutul perioadei de uzură. Analize similare au fost efectuate pentru fiecare subansamblu principal al calculatorului.

Timpul relativ recent de la darea în funcţionare a sistemelor de calcul nu a permis analiza statistică a tuturor defecţiunilor, în sensul că frecvenţa defectelor a fost ridicată numai în perioada de repetitivitate a defecţiunilor fiind scăzut, nu a fost posibilă generalizarea unor concluzii statistice asupra cauzelor defecţiunilor, modului lor de manifestare, mijloacelor de remediere, pieselor de schimb utilizate etc.

Acumularea în timp a unui fond de date satisfăcător, prin utilizarea metodei propuse, va contribui la elucidarea acestor probleme importante legate de exploatarea calculatoarelor electronice.

6. Concluzii

Se expune un sistem de urmărire centralizată a testelor calculatoarelor electronice şi a principalilor parametri din exploatare pe baza prelucrării datelor concentrate într-un fişier creat pe disc magnetic.

Fiecare operaţie de depanare, întreţinere etc. este înregistrată într-un formular de intervenţie şi transpusă pe disc magnetic în organizare indexată.

Se dau două exemple de utilizare a fondului de date înmagazinate în acest fişier, respectiv pentru analiza comparativă a timpilor de oprire totală şi parţială şi calculul disponibilităţii sistemului şi pentru analiza defectelor şi testelor necesare pe tipuri de subansamble ale calculatorului IRIS 50 (FELIX 256).

Posibilităţile de utilizare a fişierului creat nu au fost epuizate. Cu ajutorul lui se pot crea fişele de defecţiuni, care să indice probabilitatea defectării unor subansamble sau piese în cazul cînd anumite teste nu sînt corespunzătoare.

De asemenea, pe baza unor calcule statistice se poate stabili necesarul de piese de schimb pentru perioadele următoare de exploatare.

În lucrare se dă numai un exemplu de analiză a frecvenţei defectelor unui sistem de calcul pe baza datelor reale culese din exploatare, urmînd ca prin îmbogăţirea fondului de date acumulate în timp să se prezinte noi metode de analiză a calităţii acestor sisteme.

CONSTANTIN-FLORIN DONCIU şi MONICA-RALUCA DONCIU *

Metodă de rezolvare cu ajutorul calculatorului a unei probleme de amplasare

În cadrul fazei tehnologice de realizare a sistemelor electronice numerice apare adesea problema localizării anumitor obiecte după un criteriu de optim. Asemenea situaţii există, de exemplu, la aşezarea modulelor de circuite integrate pe plachetele cu cablaj imprimat, la amplasarea plachetelor pe plăci imprimate mai mari sau în sertare. Este evident că această amplasare va influenţa direct calitatea legăturilor ce se vor efectua ulterior între elementele considerate. În lucrarea de faţă se are în vedere în special problema determinării poziţiei optime a plachetelor imprimate, în sertare. Efectuarea manuală a acestei operaţii trebuie să ţină seamă de următoarele aspecte :

— considerente funcţionale : plachetele se grupează pentru a conţine elementele anumitor blocuri funcţionale ;

— micşorarea numărului de legături lungi ; dificultatea acestei condiţii este evidentă dacă se are în vedere numai faptul că plachetele au un număr de interconexiuni ce trebuie determinat manual.

În aceste condiţii, pornind de la considerentele generale enunţate în lucrările [1] şi [2], s-a elaborat un algoritm programabil de amplasare optimală avîndu-se în vedere necesităţile practice datorite extinderii deosebite pe care o capătă în prezent circuitele integrate şi tehnologiile lor de utilizare. În limba română a apărut lucrarea [3] în care autorii situează problema amplasării în contextul mai larg al utilizării calculatoarelor în proiectare.

În afară de minimizarea numărului de legături lungi, se mai pot impune problemei alte condiţii :

— minimizarea lungimii totale a conexiunilor dintre elemente ;

— obţinerea unei densităţi de cabluri cît mai constante în spaţiul de cablaj, pentru a se putea permite accesul fizic la punctele de cablaj ;

— pentru problema amplasării modulelor integrate pe plachetă este necesar să se realizeze un număr minim de suprapuneri ale cablajelor.

1. Fixarea condiţiilor iniţiale

Algoritmul ce urmează a fi dezvoltat porneşte de la unele ipoteze simplificatoare. Se consideră elementele ce trebuie amplasate ca un set de puncte P_i echidistante, iar ca unitate de măsură relativă pentru lungime se ia distanţa dintre două puncte d_p. Amplasarea este liniară (unidimensională) în ordinea următoare :

$$P_1,\ P_2,\ P_3,\ P_4 \ldots P_n .$$

Corespunzător acestui şir de elemente se poate defini matricea de conexiuni N_{ij} :

$$\begin{matrix} n_{11}\ n_{12}\ n_{13}\ n_{14} & \ldots & n_{1n} \\ n_{21}\ n_{22}\ n_{23}\ n_{24} & \ldots & n_{2n} \\ n_{31}\ n_{32}\ n_{33}\ n_{34} & \ldots & n_{3n} \\ \cdots\cdots\cdots & & \\ n_{n1}\ n_{n2}\ n_{n3}\ n_{n4} & \ldots & n_{nn} \end{matrix} \qquad (1)$$

unde n_{ij} reprezintă numărul de legături între elementul i şi j. Matricea N_{ij} are următoarele proprietăţi evidente :

— matricea este simetrică : $n_{ij} = n_{ji}$;

— elementele diagonalei sînt nule : $n_{ij} = 0$ pentru $i = j$.

Pe baza acestei matrice de conexiuni se poate calcula aproximativ lungimea conexiunilor dintre două puncte :

$$L_{ij} = n_{ij}(j - i)q_{ij}, \qquad (2)$$

unde :

L_{ij} este lungimea conexiunilor dintre două puncte :

$(j-i)$ —distanţa relativă dintre plachete :

q_{ij} —factor de corecţie datorit aproximaţiei.

Ipoteza considerării plachetelor ca un set de elemente punctiforme introduce o eroare evidentă, deoarece presupune că toate legăturile au o lungime egală cu distanţa dintre plachetele respective. În realitate, plachetele au de obicei pinii dispuşi în două rînduri paralele. În figura 1 s-a notat cu d distanţa dintre pinii aceleiaşi plachete şi cu d_p distanţa dintre două plachete alăturate. Din considerente practice rezultă că $d_p \geqslant 5d$, ceea ce permite ca să se neglijeze distanţele orizontale dintre pini, considerînd legăturile l_1 şi l_2 egale cu d_p. Mult mai gravă este aproximaţia din punct de vedere al distanţelor pe verticală. Considerînd N_p numărul de pini ai unei plachete, $d.N_p/2 \geqslant 2d_p$, înseamnă că $(l_3 - d_p)$ reprezintă o eroare demnă de a fi luată în seamă. Aceste considerente sînt valabile pentru cazul a două plache-

* Ing. *C. F. Donciu* şi ing. *M. R. Donciu* lucrează la Institutul pentru tehnica de calcul.

te alăturate; în cazul unor plachete din ce în ce mai depărtate este evident că eroarea este descrescătoare. Pentru a putea lua în considerare acest fenomen s-a introdus factorul de

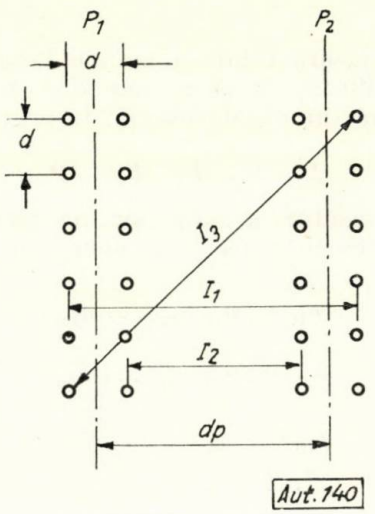


Fig. 1. Geometria de bază a problemei.

corecţie q_{ij}, care se estimează experimental în funcţie de sistemul fizic utilizat. Forma de variaţie posibilă pentru o anumită aplicaţie este arătată în figura 2. În ordonată se consideră valoarea p, care reprezintă distanţa dintre elemente, în unităţi convenţionale. Se observă că valoarea factorului este maximă pentru plachete alăturate ($p = 1$) şi că descreşte tinzînd către valoarea 1 (pentru $5 \leqslant p < p_m$, $q=1$). În momentul în care $p = p_m$ (p_m este echiva-

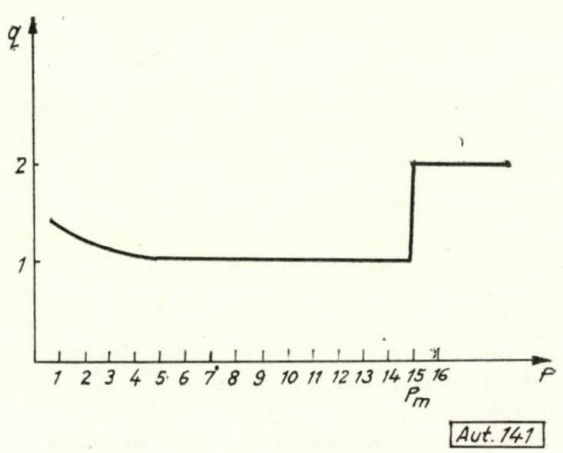


Fig. 2. Variaţia factorului q în funcţie de distanţa dintre plachete.

lentul lui l_m în unităţi convenţionale, $l_m = p_m \cdot d_p$), valoarea lui q devine 2, deoarece se consideră că în acest caz lungimea firului trebuie să fie dublă din motive de protecţie a semnalului (ecranare).

2. Prezentarea algoritmului

Metoda propusă prezintă două faze: realizarea unei amplasări iniţiale pe baza unui algoritm euristic, urmată de îmbunătăţirea acestei amplasări prin interschimbarea poziţiei plachetelor. Obiectivele ce trebuie realizate sînt următoarele:

— obţinerea unei lungimi globale minime a conexiunilor;

— obţinerea unui număr cît mai redus de legături lungi.

2.1. *Amplasarea iniţială a plachetelor*

Elementele ce trebuie amplasate sînt luate unul cîte unul şi amplasate în şirul P_i cu $i = 1, 2, 3, \ldots, n$ fiind numărul total al elementelor. Se aşează întîi două elemente aleatorii în poziţiile P_1 şi P_2 alăturate. Corespunzător acestei prime amplasări vor apărea primul element al matricei de conexiuni n_{12} şi o lungime L_0.

Pentru amplasarea celui de al treilea element se calculează lungimile suplimentare datorite introducerii noului element, echivalente celor trei posibilităţi de poziţionare: L_1 pentru $P = [1, 3, 2]$, L_2 pentru $P = [3, 1, 2]$ şi L_3 pentru $P = [1, 2, 3]$. Poziţia cea mai avantajoasă este evident cea care dă lungimea totală minimă. Algoritmul este asemănător şi pentru al patrulea element. Se calculează min ($L_{1(23)}$, $L_{1\,(12)}$, L_2, L_3) şi se amplasează corespunzător. Treptele de amplasare a algoritmului sînt următoarele:

a) Se realizează amplasarea separată a primelor două elemente P_1 şi P_2; se calculează n_{12} şi $L_0 = n_{12} d_p q_{12}$. Metoda de amplasare a celorlalte elemente va fi comună.

b) Avînd amplasate p elemente, cu lungimea legăturilor L_0, se citeşte următorul element k, căruia urmează a i se determina poziţia; se determină legăturile dintre elementul k şi elementele plasate anterior (n_{ki}, $i = 1, \ldots p$). Acestea se introduc într-o matrice de legături N_{ij} care se completează pe măsură ce se citesc noile elemente.

c) În funcţie de locul în care este amplasat elementul k, se folosesc două tipuri de formule pentru determinarea amplasamentului optim:

— În cazul în care elementul k este aşezat între elementele i şi $i + 1$, cu $i = i, 2, 3, \ldots p-1$, deci în interiorul elementelor amplasate anterior, calculul lungimii totale a legăturilor se face folosind următoarea formulă:

$$L_1(k,i) = L_0 + \sum_{s=1}^{i} \sum_{j=i+1}^{p} n_{sj} d_p q_{sj} +$$

$$+ \sum_{j=1}^{i} n_{kj} d_p q_{kj} (i+1-j) + \sum_{j=i+1}^{p} n_{kj} d_p q_{kj} (j-i), \quad (3)$$

unde :

L_0 este lungimea totală a legăturilor elementelor amplasate anterior ;

$\sum_{s=1}^{i} \sum_{j=i+1}^{p} n_{sj} d_p q_{sj}$ — suma lungimilor legăturilor dintre elementele amplasate anterior, dar deplasate acum la dreapta prin introducerea elementului k ;

$\sum_{j=1}^{i} n_{kj} d_p q_{kj} (i+1-j)$ — suma lungimilor legăturilor dintre elementul k şi elementele aşezate în stînga lui ;

$\sum_{j=i+1}^{p} n_{kj} d_p q_{kj} (j-i)$ — suma lungimilor legăturilor dintre elementul k şi elementele aşezate în dreapta lui.

Se calculează această lungime pentru $i = 1,2 \ldots, (p-1)$ şi se alege acea configuraţie de amplasament care oferă o lungime minimă $L_{1\min}(k,r)$, $L_{1\min}(k,r) = \min L_1 (k,i)$.

— În cazul în care elementul k este amplasat în exteriorul celor p elemente aşezate anterior ($i = p$), calculul lungimii se face folosind formulele :
pentru amplasare la stînga :

$$L_2(k,r) = L_0 + \sum_{j=1}^{p} n_{kj} d_p q_{kj} j ; \qquad (4)$$

pentru amplasare la dreapta :

$$L_3(k,r) = L_0 + \sum_{j=1}^{p} n_{kj} d_p q_{kj} (k-j). \qquad (5)$$

d) Pentru elementul k, avînd determinate trei amplasări cu lungimea legăturilor totală respectiv $L_{1\min}(k,r)$, $L_2(k,r)$, $L_3(k,r)$, se determină amplasarea optimă căreia îi corespunde lungimea totală a legăturilor :

$$L_0 = \min (L_{1\min}(k,r), L_2(k,r), L_3(k,r)), \qquad (6)$$

unde r este noua poziţie a elementului k.

e) Avînd o nouă amplasare a $(p+1)$ elemente, se reactualizează matricea de legături N_{ij}, introducînd legăturile n_{ki} şi interschimbînd vechile n_{ij}, deoarece s-a schimbat numărul de ordine a elementelor.

f) Dacă $p \neq n$, deci mai sînt elemente de amplasat, se reia pasul 2. Dacă nu, şirul P_i şi matricea N_{ij} reprezintă rezultatul final.

2.2. *Imbunătăţirea amplasării iniţiale prin interschimbarea poziţiei elementelor*

După cum s-a mai arătat, metoda descrisă anterior reprezintă doar o primă fază de rezolvare a problemei : rezultatele obţinute trebuie reprelucrate pentru a obţine o amplasare cît mai bună. Algoritmul porneşte de la şirul elementelor P_i şi de la matricea sa de conexiuni N_{ij} şi caută să realizeze interschimbări avantajoase între elemente. Matricea lungimilor legăturilor L_{ij} poate fi determinată din matricea N_{ij} cu ajutorul relaţiei (1).

Algoritmul are în vedere două categorii de elemente :

a) elemente cu număr de legături mare, care dau o lungime totală mare ; tendinţa evidentă este de a le apropia pentru micşorarea lungimii conexiunilor ;

b) elemente depărtate, în special cele a căror lungime depăşeşte l_m ; tendinţa este de a micşora numărul lor, ceea ce se realizează implicit prin alocarea valorii maxime 2 pentru q_{ij}.

Trebuie deci căutat în N_{ij} un element n_{kl} care să îndeplinească condiţia de prelucrare (de exemplu, $n_{kl} \geqslant n_{\text{impus}}$), ceea ce ar satisface prima categorie. Pentru a doua condiţie se poate defini, în funcţie de $l_m = p_m d_p$, o submatrice a legăturilor lungi asupra căreia se va aplica algoritmul :

$$[N_l] = \begin{matrix} n_{1,p_m+1} & n_{1,p_m+2} \ldots n_{1,m} \\ n_{2,p_m+1} & n_{2,p_m+2} \ldots n_{2,m} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ n_{n-p_m,p_m+1} \ldots\ldots n_{n-p_m,m} \end{matrix} \qquad (7)$$

care conţine totalitatea legăturilor dintre elementele depărtate la o distanţă mai mare decît l_m. Elementele acestei matrice vor satisface condiţia (2).

Fie L lungimea globală a legăturilor sistemului :

$$L = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} l_{ij} = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} n_{ij} (j-i) q_{ij}. \qquad (8)$$

Dezvoltarea metodei se face pornind de la următoarea constatare : în cazul în care se schimbă poziţia reciprocă a elementelor k şi l, lungimea totală a sistemului L va fi compusă din doi termeni :

L_0 — termen constant în care nu intră legăturile elementelor k şi l ;

L_{kl} — termen ce cuprinde legăturile elementelor k şi l.

Analizînd matricea $[L_{ij}]$ se constată că termenii ce compun L_{kl} se găsesc în coloanele k şi l sau liniile k şi l.

$$L = L_0 + \sum_{i=1}^{n} l_{ik} + \sum_{i=1}^{n} l_{il} = L_0 +$$

$$+ \sum_{i=1}^{n} n_{ik}(k-i) q_{ik} + \sum_{i=1}^{n} n_{il} (l-i) q_{il}.$$

Noua lungime în cazul schimbării elementelor k şi l va fi:

$$L' = L_0 + \sum_{i=1}^{n} n_{il}(k-i)\, q_{ik} + \sum_{i=1}^{n} n_{ik}(l-i) q_{li}.$$

Variaţia lungimii globale ΔL va putea fi calculată:

$$\Delta L = L' - L = \left(\sum_{i=1}^{n} n_{il}(k-i) q_{ik} + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{n} n_{ik}(l-i) q_{il}\right) - \left(\sum_{i=n}^{n} n_{ik}(k-i) q_{ik} + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=1}^{n} n_{il}(l-i)\, q_{il}\right) \quad (9)$$

Semnul variaţiei lungimii globale ΔL va indica dacă schimbarea este avantajoasă sau nu, adică dacă prin schimbare se va obţine o lungime globală mai mică sau mai mare. Avantajul metodei calculării lui ΔL constă în faptul că permite să se realizeze efectiv numai schimbările avantajoase. Schimbarea poziţiei elementului k cu elementul l se repercutează numai asupra matricei de conexiuni N_{ij}, şi anume prin schimbarea reciprocă a conţinutului coloanelor, respectiv liniilor, k şi l.

Treptele de aplicare ale algoritmului vor fi:

a) se detectează n_{kl} ce îndeplineşte condiţiile de prelucare ($k < l$);

b) se încearcă schimbarea k, $k + 1$, adică apropierea cu o unitate de lungime a elementelor k şi l; în cazul cînd se obţine o tranziţie avantajoasă, se reia pasul 2, adică o apropiere cu încă o unitate de lungime;

c) după epuizarea tranziţiilor avantajoase k, se încearcă tranziţiile avantajoase $l-1,l$;

d) în final se încearcă tranziţia k, l, adică schimbarea poziţiei reciproce a elementelor.

Aplicînd această metodă tuturor combinaţiilor ce satisfac condiţiile de prelucrare indicate, se poate ajunge la o optimizare avansată a amplasării elementelor considerate.

3. Structura generală a programului

După cum s-a mai arătat, algoritmul a fost propus pentru a putea fi implementat pe calculator. Corespunzător celor două faze arătate, vor exista două programe care vor realiza o prelucrare şi apoi o îmbunătăţire a acesteia. Datele necesare de intrare se tipăresc pe cartele şi conţin, pentru fiecare element ce trebuie amplasat, eticheta de identificare şi o serie de date ce permit determinarea legăturilor dintre elemente. (Cazul concret are în vedere denumirea plachetei şi a semnalelor conţinute.) În figura 3 se prezintă organigrama fazei de amplasare iniţială, care urmăreşte cu stricteţe algoritmul prezentat. Programatorul face o definire a matricei de conexiuni N, de dimensiuni maxime faţă de problemele ce le are de rezolvat şi de memoria calculatorului ce o are la dispoziţie.

Programul acesta va tipări ca rezultat o listă a amplasării aleatorii primite şi o listă a amplasării iniţiale realizate, de forma:

Amplasare aleatorie dată

Placheta	1	2	3	4	5	...
Eticheta	Et	Et	Et	Et	Et	

Amplasare iniţială

Nr. crt. elemente	1	2	3	4	5	...
Vechea amplasare	5	1	8	4	3	...
Eticheta	Et	Et	Et	Et	Et	...

Această ultimă amplasare este trimisă programului de îmbunătăţire a amplasării alături de matricea de conexiuni obţinută (se memorează pe suport magnetic: bandă sau disc). Raţiunea acestui mod de editare este de a oferi utilizatorului posibilitatea de a se opri la această fază în cazul în care rezultatele i se par satisfăcătoare.

Programul de realizare a fazei de îmbunătăţire a amplasării are la bază trei subrutine ce realizează următoarele funcţiuni:

a) MAXN: determină elementele ce satisfac condiţiile de prelucrabilitate enunţate la subcapitolul 2.2;

b) DELTA: determină variaţia lungimii globale în cazul în care s-ar realiza schimbarea preconizată;

c) POZS: realizează schimbarea efectivă în şirul elementelor şi în matricea de conexiuni.

În figura 4 se arată structura generală a programului de îmbunătăţire prin interschimbarea poziţiei.

Rezultatele se oferă utilizatorului în următoarea formă:

Nr. curent	01	02	03	04	i
Nr. iniţial	(08)	(06)			.. .. . . j
Tip	Et	Et	Et		..........Et

unde i reprezintă ultima variantă a amplasării, iar j reprezintă amplasarea aleatorie oferită de utilizator primului program. S-a ales această formă pentru a uşura cît mai mult activitatea utilizatorului.

Autorii au realizat un program în forma arătată, în FORTRAN IV, care a fost rulat pe un calculator FELIX C—256 cu o memorie de 64 kcar. Programul realizează optimizarea unei matrice de elemente de dimensiune maximă (32 ×3 elemente) de tipul celei discutate la capitolul ce urmează. Dificultăţile majore de realizare au fost create de dimensiunea insu-

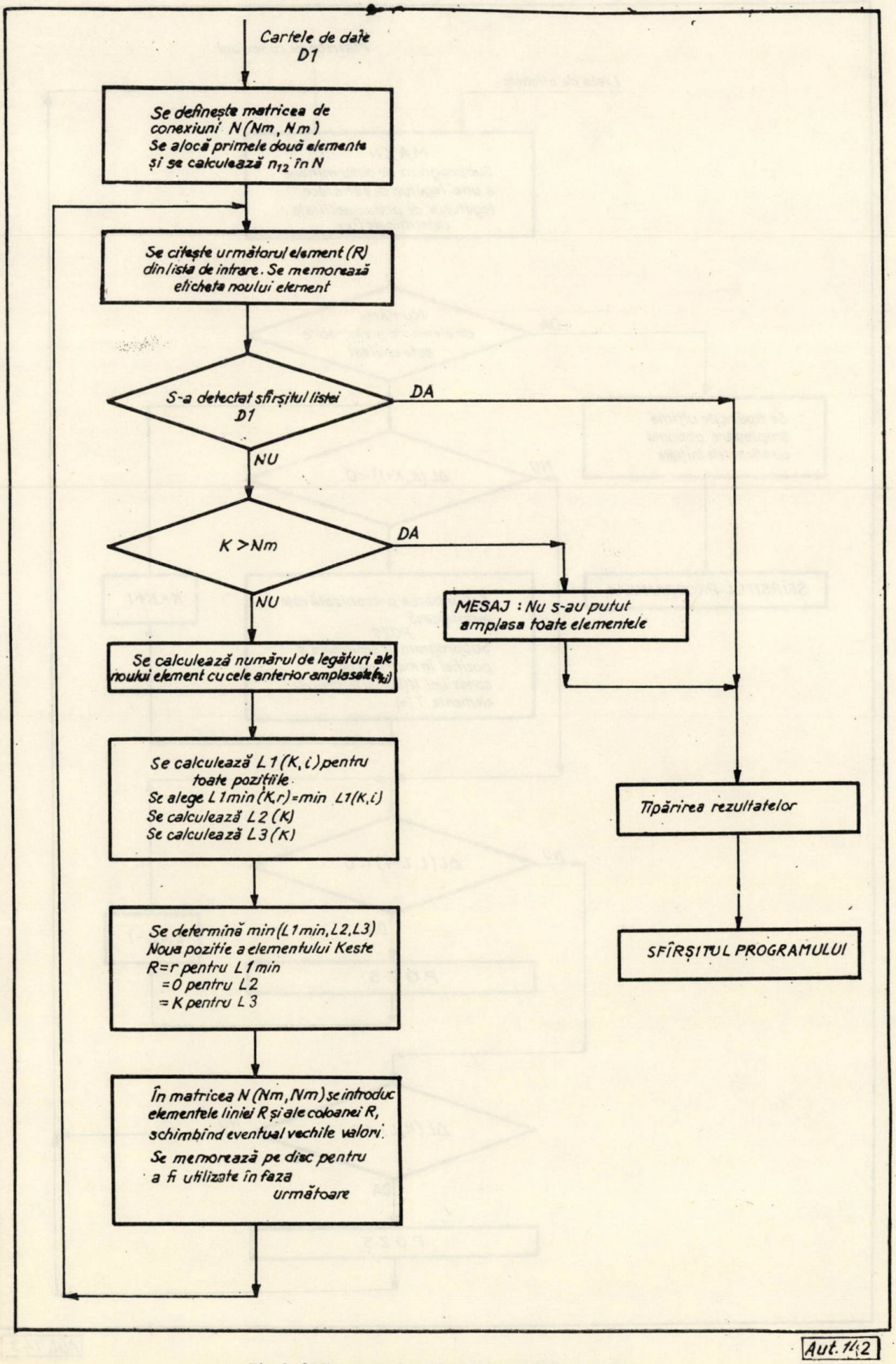


Fig. 3. Ordinograma fazei de alocare a poziţiei iniţiale.

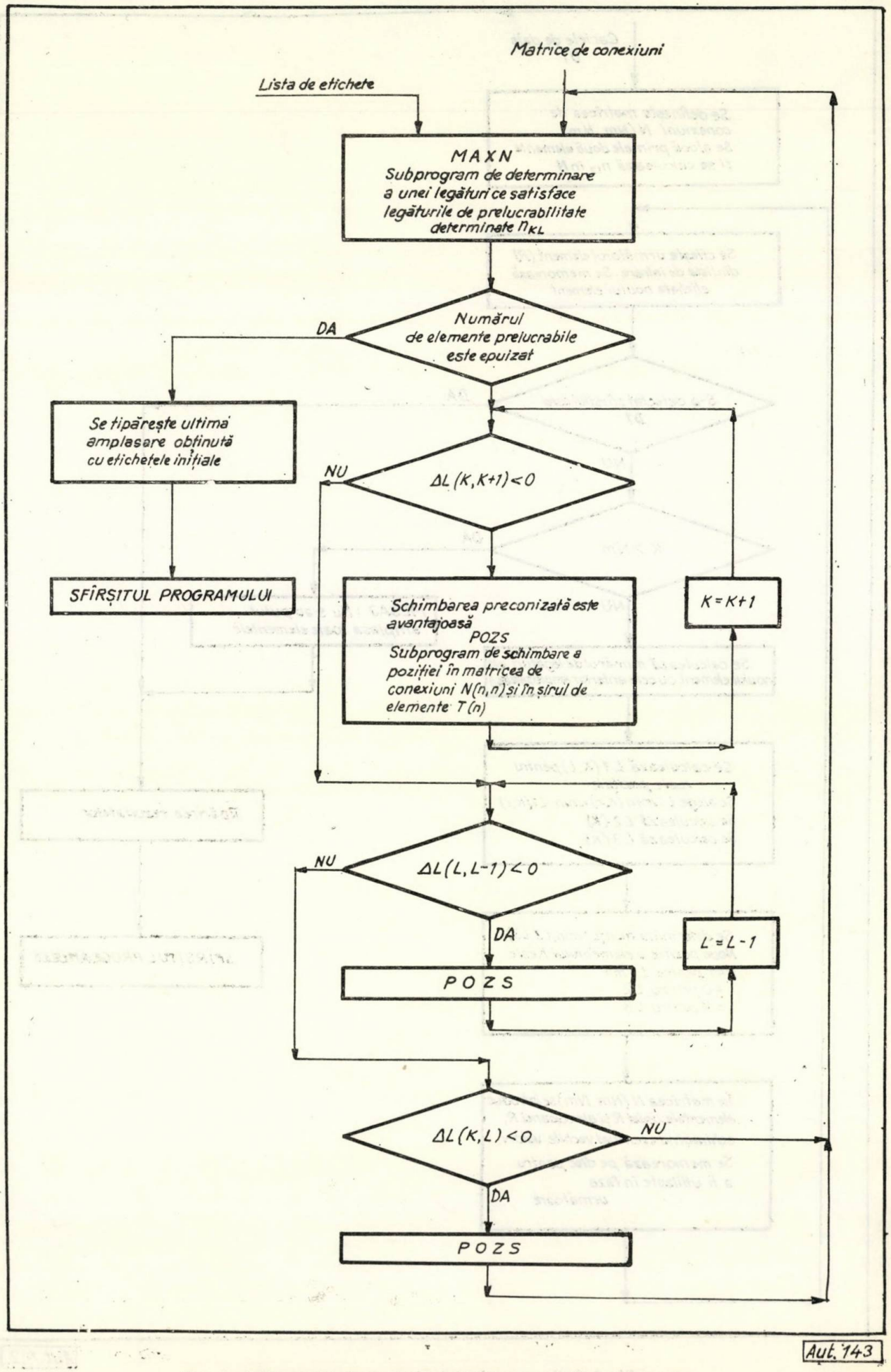


Fig. 4. Ordinograma fazei de interschimbare a poziției elementelor.

ficientă a memoriei, ceea ce a impus utilizarea unei memorii externe pe disc. Cu toate acestea, programul a rămas foarte rapid. O aplicaţie pe o matrice de 8 × 3 elemente cu 386 de legături a necesitat aproximativ 150 s pentru preamplasare şi 200 s pentru îmbunătăţire. S-a realizat o amplasare iniţială cu o lungime de 2851 de unităţi convenţionale, iar în final lungimea a fost de 2734, ceea ce reprezintă o scădere cu aproximativ 4% a lungimii totale, prin efectuarea a 14 schimbări de poziţie. Rezultatul a fost corect, deoarece prin prelucrare manuală nu s-a mai putut găsi o amplasare mai bună. Procentul de îmbunătăţire nu trebuie considerat concludent, deoarece depinde atît de specificul problemei ce urmează a fi rezolvată, cît şi de calitatea amplasării iniţiale. Alte aplicaţii au dat un procent de îmbunătăţire de aproximativ 10%.

În concluzie, putem sublinia că o rezolvare parţială a problemei este dată de fiecare dintre cele două faze expuse. Prima fază este mai rapidă, iar cea de a doua are un evident caracter iterativ. Utilizatorul poate alege după dorinţă una dintre ele sau, pentru o optimizare cît mai avansată, ansamblul lor.

4. Concluzii

După cum se observă, metoda prezentată a fost aplicată la o amplasare liniară P . În practică se întîlnesc adesea amplasări matriciale de tipul :

$$\begin{array}{lll} P_1 & P_2 & \ldots P_m \\ P_{m+1} & P_{m+2} & \ldots P_{2m} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots & & \\ P_{(n-1)m+1} & P_{(n-1)m+2} & \ldots P_{nm} \end{array}$$

Imaginea fizică a acestui nou aspect al problemei o constituie implantarea a $n \times m$ plachete în n sertare. Calculul lungimii conexiunilor elementelor din sertare diferite se face cunoscînd distanţa dintre sertare $l_s = s_p \cdot d_p$;

$$l_{ij} = n_{ii} \cdot d_p \sqrt{s_p^2 + (j-i)^2} \cdot q_{ij}, \qquad (10)$$

pentru : $l \leqslant i \leqslant m, \quad m+l \leqslant j \leqslant 2m, j' = j-m$

În acest fel toate considerentele făcute anterior rămîn valabile, avînd în vedere că vor apărea $n + C_m^2$ matrice de conexiuni de două tipuri : între elementele unui acelaşi sertar şi între elementele a două sertare diferite. Acestea din urmă nu mai au proprietatea de a fi simetrice şi de a avea elemente diagonale nule ; în această formă, procedeul este greoi şi poate fi aplicabil numai la un număr redus de sertare.

Metoda prezentată, cu toate aproximaţiile şi limitările sale, poate fi de mare folos în rezolvarea problemelor practice, cu atît mai mult cu cît rezolvarea manuală a acestui tip de probleme nu poate ţine seamă de toţi factorii discutaţi. Ea poate constitui un mod de orientare obiectiv pentru utilizator, care poate apoi prelucra după voie amplasările obţinute. Metoda nu va putea asigura un optim absolut deoarece are la bază un algoritm euristic, însă valoarea optimă care este obţinută va putea fi întru totul satisfăcătoare pentru problemele respective.

BIBLIOGRAFIE

[1] Breuer, M. A. *General survey of computer-aided design*. În Proc. IEEE, 54, nr. 12, 1966.
[2] Case, P. V., Graff, H. H. *Solid logic design automation*. În IBM journal, april 1964.
[3] Lazăr, I. S., Donciu, C., Grigorescu M. *Proiectarea automată a calculatoarelor electronice numeric*. În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1972, p. 153—158.

C. I. NITU *

Determinarea parametrilor oscilaţiilor pentru o clasă de sisteme cu modulare în durată

Se cunoaşte că sistemele cu modulare în durată a impulsurilor mărimii de comandă au următoarele avantaje principale : simplitate constructivă, insensibilitate faţă de existenţa unor neliniarităţi şi posibilitatea de a folosi elemente de execuţie de putere. Însă aceste sisteme prezintă şi unele dezavantaje, dintre care cel mai important este existenţa uneori în regim staţionar a unor oscilaţii întreţinute. Astfel în sistemele cu modulare în durată a impulsurilor mărimii de comandă, în funcţie de tipul regulatorului automat şi de funcţia de transfer a părţii fixe, pot sau nu apărea oscilaţii întreţinute în regim staţionar. Pentru a clarifica această afirmaţie trebuie menţionat că în lucrarea de faţă sînt studiate sistemele automate la care regulatorul automat are o lege de reglare cunoscută, iar mărimea de comandă este sub forma unor impulsuri modulate în durată. În continuare considerăm că regulatorul automat este numeric, adică reprezintă un dispozitiv specializat de calcul sau este chiar un calculator numeric în regim de conducere numerică directă. Funcţionarea unui regulator numeric este caracterizată printr-o perioadă de eşantionare T şi printr-un

* Dr. ing. *C. I. Nitu* este şef de lucrări la Institutul politehnic Bucureşti, Facultatea de automatică.

interval de timp Δt necesar pentru calculul mărimii de comandă $x[nT]$, care este sub formă numerică adică este exprimată într-un cod oarecare şi este memorată într-un element de memorie. Pentru simplificare vom considera că intervalul de timp Δt este neglijabil, ceea ce se justifică prin viteza mare de calcul a dispozitivelor numerice de calcul şi prin faptul că se studiază cazul automatizării proceselor lente [1], unde mărimea Δt este neglijabilă în raport cu constantele de timp ale procesului.

Deoarece existenţa oscilaţiilor în regim staţionar reprezintă un dezavantaj al unui sistem automat, este necesar ca la proiectarea unui asemenea sistem să se poată determina cu precizie care sînt parametrii oscilaţiilor întreţinute şi anume care sînt valorile amplitudinii şi ale perioadei acestora. Această problemă este şi mai complicată în cazul sistemelor automate cu regulatoare numerice la care mărimea de comandă este sub forma unor impulsuri modulate în durată. În acest caz trebuie analizată şi influenţa cuantificării asupra parametrilor oscilaţiilor, cunoscînd valoarea pragului de cuantificare în reprezentarea sub formă numerică a mărimilor de calcul. Regulatoarele numerice şi alte dispozitive de calcul numerice specializate sau universale folosesc comanda în impulsuri modulate, deoarece în etapa actuală nu există elemente de execuţie numerice. Pînă în prezent s-au proiectat şi realizat numai unele ventile numerice, dar acestea nu au încă o utilizare practică extinsă.

Pentru determinarea parametrilor oscilaţiilor în regim staţionar se cunosc mai multe metode, care în general se bazează pe descrierea sistemului automat cu ajutorul unui sistem de ecuaţii în diferenţe finite [2, 3]. Metodele cunoscute au un caracter general şi necesită un volum relativ mare de calcule. Din acest motiv în unele cazuri este mai uşor să se adopte o metodică cu un caracter mai puţin general, aşa cum se propune în această lucrare, folosind relaţii directe pentru calculul parametrilor oscilaţiilor întreţinute. Deoarece metoda nu are un caracter general, trebuie arătat că ea se poate folosi atunci cînd se cunosc funcţiile de transfer ale instalaţiei automatizate şi elementului de execuţie (deci ale părţii fixe a sistemului automat) şi cînd sistemul automat nu conţine alte neliniarităţi decît cea care caracterizează regulatorul cu modulare în durată a impulsurilor. Prezentarea metodei se va face pe baza unui exemplu concret, considerînd următoarele: regulatorul numeric are legea de reglare PI, funcţia de transfer a părţii fixe este de ordinul unu, iar toţi parametrii sistemului au valori cunoscute.

Metoda propusă pentru determinarea parametrilor oscilaţiilor în regim staţionar se bazează pe faptul că existenţa componentei integrale a regulatorului automat face ca eroarea staţionară să fie zero numai în momentul eşantionării, adică al măsurării măririi reglate şi al comparaţiei acesteia cu mărimea de referinţă. De asemenea dacă funcţia de transfer a părţii fixe nu conţine un pol în origine, atunci sub acţiunea regulatorului automat mărimea reglată are o asemenea variaţie încît eroarea staţionară să fie zero numai în momentele de eşantionare, adică de măsurare a mărimii reglate. Prin urmare, considerînd că măsurarea mărimii reglate se face la începutul fiecărei perioade, rezultă următoarea condiţie principală pentru determinarea parametrilor oscilaţiilor în regim staţionar:

$$\lim_{n\to\infty} x_e[nT] = x_{e\,stat} = x_i.$$

Este interesant de observat, că, pentru sistemul prezentat, dacă regulatorul automat cu legea de reglare *PI* ar fi continuu şi nu cu impulsuri modulate în durată, atunci eroarea staţionară ar fi zero în orice moment de timp. Această diferenţă se datoreşte tocmai faptului remarcat şi anume că regulatorul numeric cu comandă în impulsuri măsoară mărimea reglată şi calculează eroarea de reglare numai la începutul perioadei, în timp ce la regulatoarele continue (analogice) calculul erorii se face în mod permanent.

Vom relata modul de determinare a parametrilor oscilaţiilor pe baza exemplului specificat mai sus. Se cunoaşte că la un regulator numeric mărimea de comandă $x[nT]$, care este reprezentată sub forma unui număr, se converteşte, cu ajutorul unui convertor număr-durată, într-un interval de timp. Astfel, în perioada cu numărul de ordine n durata t_n a impulsului mărimii de comandă se defineşte prin relaţia:

$$t_n = K_R \cdot x[nT] = K_R\{C_1 \cdot \varepsilon[nT] + C_2 \sum_{i=1}^{n} \varepsilon[iT]\}, \tag{1}$$

unde prin K_R s-a notat coeficientul de proporţionalitate al convertorului număr-durată. Prin urmare, impulsurile mărimii de comandă în fiecare perioadă din intervalul de timp:

$$0 \leqslant t < t_n$$

au amplitudinea constantă şi egală cu A, iar în intervalul de timp:

$$t_n \leqslant t < T$$

au amplitudinea zero. Prin variabila t s-a notat timpul marcat de la începutul fiecărei perioade. În regim staţionar, deoarece în momentul măsurării mărimii reglate nu există eroa-

re staţionară, rezultă că mărimea de comandă are o valoare constantă, pe care o notăm cu x_{stat}. Pentru un sistem automat cu funcţia de transfer a părţii fixe de forma:

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{1+s \cdot T_f},$$

în intervalul de timp $0 \leqslant t < t_n$ ecuaţia de stare este [5]:

$$x_e[nT+t] = A \cdot K_f(1-e^{\frac{-t}{T_f}}) + x_e[nt] \cdot e^{-\frac{t}{T_f}}, \quad (2)$$

iar pentru intervalul de timp $t_n \leqslant t < T$ ecuaţia de stare este:

$$x_e[nT+t] = x_e[nT+t_n] \cdot e^{-\frac{t-t_n}{T_f}} \quad (3)$$

Prin urmare, deoarece eroarea va fi zero numai la începutul tactului, datorită conţinutului x_{stat} al regulatorului numeric proporţional, integral, în regim staţionar va exista un impuls de comandă pe durata t_n:

$$t_n = K_R \cdot x_{stat}$$

Pe durata acestui interval de timp, mărimea de ieşire va creşte cu o valoare care se defineşte prin ecuaţia:

$$x_e[nT+t_n] = K_f \cdot A \cdot (1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}) + x_{e\,stat} \cdot e^{-\frac{t_n}{T_f}}. \quad (4)$$

Această ecuaţie se obţine înlocuind $t = t_n$ în ecuaţia (2). Considerînd că mărimea reglată creşte sub acţiunea impulsurilor de comandă şi scade în absenţa acestora, atunci în intervalul de timp $a = T - t_n$, deci la sfîrşitul perioadei, mărimea de ieşire va scădea pînă la valoarea staţionară $x_{e\,stat}$, care se defineşte prin relaţia:

$$x_{e\,stat} = x_e[nT+t_n]\, e^{-\frac{a}{T_f}}, \quad (5)$$

unde $a = T - t_n$. Această ecuaţie se obţine din (3), înlocuind $t = T$. Înlocuind ecuaţia (4) în ecuaţia (5) se obţine:

$$x_{e\,stat} = \{K_f \cdot A \cdot (1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}) + x_e[nT] \cdot e^{-\frac{t_n}{T_f}}\} \cdot e^{-\frac{a}{T_f}}. \quad (6)$$

Din prezentarea metodei reiese că în regim staţionar, datorită principiului de funcţionare al regulatorului, va exista relaţia:

$$\lim_{n \to \infty} x_e[nT] = x_{e\,stat} = x_i. \quad (7)$$

Relaţia (7) este valabilă pentru sisteme cu reacţie unitară. Din relaţiile (6) şi (7) rezultă:

$$[K_f \cdot A \cdot (1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}) + x_i \cdot e^{-\frac{t_n}{T_f}}] \cdot e^{-\frac{a}{T_f}} = x_i.$$

Din această ecuaţie, grupînd termenii, rezultă:

$$K_f \cdot A \cdot (1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}) \cdot e^{-\frac{a}{T_f}} + x_i(e^{-\frac{t_n+a}{T_f}} - 1) = 0. \quad (8)$$

Înlocuind valoarea constantei a, din ecuaţia (8) se obţine:

$$K_f \cdot A \cdot (1-e^{-\frac{t_n}{T_f}}) \cdot e^{-\frac{T-t_n}{T_f}} + x_i \cdot (e^{-\frac{T}{T_f}} - 1) = 0.$$

Din această relaţie rezultă următoarea relaţie pentru calculul duratei impulsurilor mărimii de comandă în regim staţionar:

$$t_n = T + T_f \cdot \ln \frac{x_i(1-e^{-\frac{T}{T_f}}) + K_f \cdot A \cdot e^{-\frac{T}{T_f}}}{K_f \cdot A}. \quad (9)$$

Cu ajutorul relaţiei (9), pentru valori concrete ale parametrilor sistemului automat cu modulare în durată, se poate determina durata t_n a impulsurilor mărimii de comandă în regim staţionar. Cunoscînd durata t_n şi avînd în vedere relaţia (7), din ecuaţia (4) rezultă care este valoarea mărimii de ieşire în intervalul tactului. Deci valoarea maximă x_{max} a amplitudinii oscilaţiilor, în regim staţionar, pentru sistemul analizat, este determinată de relaţia:

$$x_{max} = x_e[nT+t_n] - x_i.$$

Prin urmare, principiul prezentat pentru determinarea parametrilor oscilaţiilor în regim staţionar se bazează pe utilizarea teoriei spaţiului stărilor şi pe unele observaţii privind funcţionarea sistemelor automate analizate.

În vederea experimentării metodei prezentate, pe calculatoare electronice s-au studiat performanţele sistemului de reglare descris pentru mai multe grupe de valori ale parametrilor funcţiei de transfer a părţii fixe şi ale treptei aplicate la intrare. Într-o variantă, pentru parametrii funcţiei de transfer s-au ales valorile $K_f = 180$, $T_f = 120$ s, iar pentru pragul de cuantificare a convertorului analog-numeric s-a ales $q = 1$. Prin metoda explorării domeniului de stabilitate [4], s-au ales următoarele valori: pentru parametrii regulatorului numeric $K_R = 0{,}1$, $C_1 = 0{,}3$ $T = 30$ s, $C_2 = 0{,}71$. Din calculele proceselor tranzitorii a rezultat concordanţa dintre valorile parametrilor oscilaţiilor în regim staţionar, calculate prin metoda spaţiului stărilor, şi valorile calculate cu relaţiile deduse prin metoda descrisă. În figura 1, pentru valorile indicate, este prezentat regimul staţionar al procesului tranzitoriu în cazul aplicării la intrare a unei trepte $x_i = 100$, cu acelaşi prag de cuantificare $q = 1$. Din graficul prezentat reiese că eroarea staţionară este zero numai în momentul eşantionării mărimii reglate. În calculul proceselor tranzi-

torii s-a avut în vedere că mărimea reglată este cuantificată, cunoscîndu-se $q = 1$. Astfel calculul erorii de reglare s-a făcut avînd în vedere caracteristica statică a convertorului

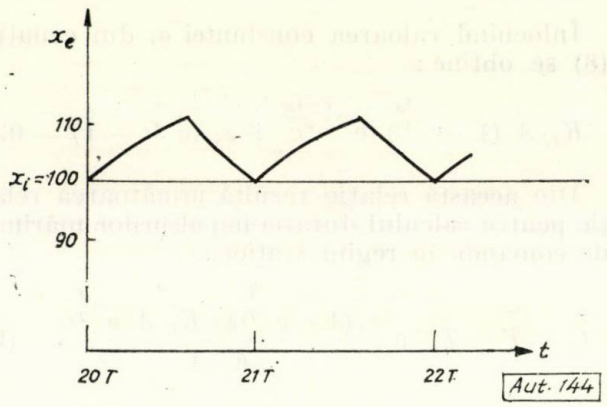


Fig. 1

analog-numeric. Pentru aceasta, eroarea de reglare s-a calculat folosind relaţia [5]:

$$\varepsilon[nT] = x_i - f(x_e + 0{,}5),$$

unde funcţia f reprezintă faptul că este necesar să se ia valoarea întreagă a argumentului.

Metoda prezentată pentru determinarea parametrilor oscilaţiilor întreţinute în regim staţionar a fost expusă pe baza unui anumit sistem automat. Avînd în vedere particularităţile menţionate, se pot obţine relaţii similare şi pentru alte funcţii de transfer ale părţii fixe a sistemului automat. Aceste relaţii pot fi folosite atît în analiza cît şi în sinteza unui sistem automat cu dispozitive numerice de calcul, folosind în acest scop metodele cunoscute şi prezentate în literatură [1].

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.
[2] Vidal, P. *Sisteme eşantionate neliniare* (în l. franceză). Paris, 1969.
[3] Tîpkin, I. Z. *Teoria sistemelor liniare cu impulsuri* (în l. rusă). 1963.
[4] Nitu, C. I. *Metodă pentru sinteza sistemelor automate cu regulatoare numerice.* A 3-a conferinţă naţională a electricienilor, vol. Automatizări. 1972.
[5] Călin, S., Nitu, C. I. *Analiza pe calculatoare numerice a performanţelor sistemelor automate cu regulatoare numerice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1972, p. 220—226.

FLORIN HILOHI şi VLADIMIR WEINTRAUB*

Supraveghetoare de flacără

Ca urmare a progresului tehnic rapid înregistrat de ţara noastră în ultimii ani, s-a generalizat pe scară naţională înzestrarea arzătoarelor industriale, în special a celor automatizate, cu supraveghetoare de flacără.

Supraveghetorul de flacără, un element esenţial în schema de automatizare, sesizează prezenţa (respectiv dispariţia) flăcării în timpul funcţionării arzătorului. Astfel, la pornire el permite continuarea programului de aprindere în cazul apariţiei flăcării. În caz contrar (ca de altfel şi la stingerea accidentală a flăcării), se comandă prin schema de automatizare închiderea admisiei de combustibil şi semnalizarea avariei. O aprindere întîrziată a flăcării, cauzată de ratarea primei comenzi primite de la programator, face posibilă explozia combustibilului acumulat între timp în camera de ardere. Pericolul dispare prin utilizarea supraveghetorului de flacără. Aceste performanţe deosebite au determinat realizarea supraveghetoarelor româneşti; gama de variante în care se produc acoperă cele mai complexe utilizări.

* Ing. *Fl. Hilohi* şi ing. *Vl. Weintraub* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări automatizări (I.P.A.).

I. Caracteristicile supraveghetoarelor de flacără

1. *Clasificare*

Supraveghetoarele de flacără se bazează pe diferite efecte ale flăcării: efectul caloric, ionizarea aerului, efectul de suprapresiune şi efectul fotoelectric. Se pot clasifica astfel în:

Supraveghetoare termice. Se bazează pe efectul caloric al flăcării. Sesizarea creşterii temperaturii se face de către un element bimetal introdus în flacără, care se dilată şi duce la acţionarea unui sistem de contacte. Avantaje: se utilizează scheme simple, ieftine, cu siguranţă în funcţionare relativ ridicată. Dezavantaje: din cauza inerţiei termice, timpul de răspuns este ridicat: elementul sensibil, fiind în contact nemijlocit cu flacăra, se deteriorează relativ repede. Se folosesc la arzătoarele cu consum redus ce utilizează combustibili lichizi.

Supraveghetoare cu sonde de ionizare. Au la bază conducţia unidirecţională a unor regiuni anumite din flacără. Semnalul electric care se obţine este unipolar şi dispare o dată cu flacăra. Amplificat într-un amplificator electronic sau magnetic, semnalul electric duce la acţionarea unui sistem de semnalizare. Dezavantaje: am-

plasarea sondelor în regiunea ionizării maxime se face cu mare dificultate, iar durata de viaţă a sondelor este redusă. Se utilizează la arzătoarele cu consum redus de combustibili gazoşi.

Supraveghetoare pneumatice. Se bazează pe apariţia unei suprapresiuni în flacără, care este sesizată, amplificată şi care acţionează un sistem de semnalizare. Sistemul nu este răspîndit deoarece solicită materiale refractare pentru piesele aflate în contact cu flacăra, spre a nu se uza prea rapid.

Supraveghetoare fotoelectrice. Sesizează energia radiantă emisă de flacără, pe care o transformă în semnal electric. Acesta este amplificat şi acţionează un releu de semnalizare. Energia radiantă a flăcării este emisă în diferite spectre de frecvenţă (fig. 1), în care curbele sînt, de sus în jos, spectrele radiaţiilor păcurii, prafului de cărbune, şamotei la 1100°C, gazului metan şi şamotei la 600°C)

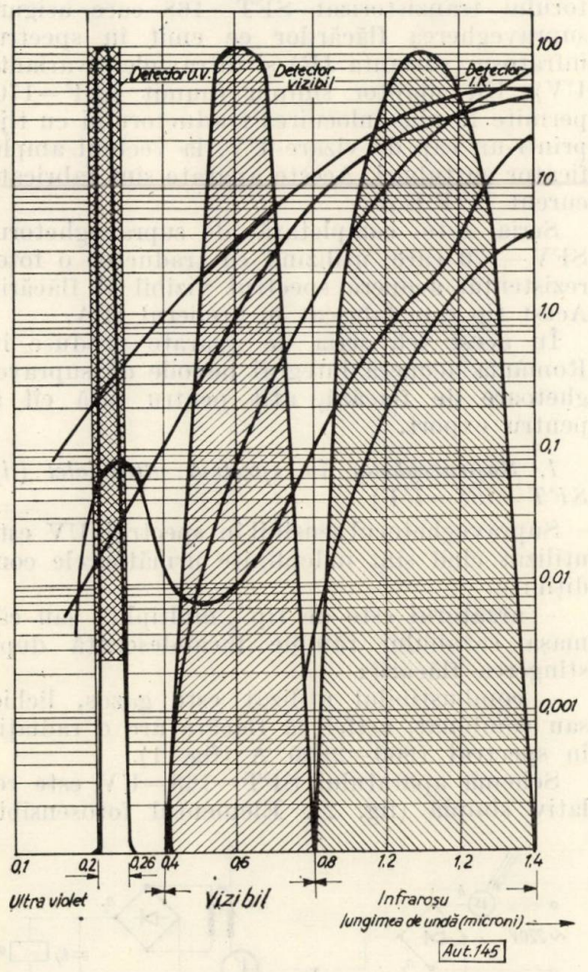


Fig. 1

2. *Supraveghetoare fotoelectrice*

Acestea sînt cele mai utilizate tipuri de supra veghetoare, acoperind întreaga gamă de combustibili şi tipuri de arzătoare. Avantajele introduse de aceste supraveghetoare sînt multiple: nu au subansamble în contact direct cu flacăra, ceea ce conduce la mărirea duratei de funcţionare; amplasarea elementului fotosensibil se face relativ simplu, regiunea flăcării spre care trebuie orientat acesta fiind destul de întinsă.

Se utilizează diferenţiat diferite variante în funcţie de: felul combustibilului, numărul arzătoarelor şi natura căptuşelii camerei de ardere.

Felul combustibilului determină spectrul de frecvenţă a radiaţiei flăcării. Se folosesc elemente sensibile în infraroşu (IR) pentru combustibili solizi şi lichizi (cărbune, deşeuri lemnoase, păcură), în vizibil (V) pentru combustibili lichizi (păcură, motorină etc.) şi în ultraviolet (UV) pentru combustibili gazoşi (gaz, metan, gaz de sondă etc.)

Numărul de arzătoare care funcţionează în aceeaşi cameră de ardere determină amplasarea capului de vizare, în care se găseşte elementul fotosensibil. Astfel, în cazul unui singur arzător, se utilizează varianta cea mai avantajoasă raportată la combustibilul folosit, avîndu-se în vedere vizarea unei zone optime din flacără. În cazul unei instalaţii cu mai multe arzătoare, se preferă variantele în IR şi UV, care printr-o orientare corespunzătoare discriminează flacăra supravegheată de fondul luminos al arzătoarelor vecine.

Natura căptuşelii camerei de ardere determină direct principiul de funcţionare preferabil şi deci tipul supraveghetorului. Cînd căptuşeala încinsă radiază după stingerea flăcării, se preferă variantele în UV, care nu sesizează această radiaţie (fig. 1), sau în IR, care se bazează pe proprietatea de pîlpîiere naturală a flăcării cu o frecvenţă de circa 15 Hz. Aceasta permite tipului de supraveghetor numit să fie insensibil la fondul luminos continuu.

Avînd în vedere rolul de siguranţă pe care îl are în schema de automatizare, supraveghetorul de flacără trebuie să-şi asigure un autocontrol permanent. Aparatele din seria fabricată în ţară prezintă o siguranţă deplină la defectare, întreruperea oricărei piese determinînd declanşarea releului final (similar cu dispariţia flăcării). Astfel, prin schema de automatizare se semnalizează orice defecţiune care apare în timp.

3. *Elemente fotosensibile*

Elementele fotosensibile sînt acele elemente care îşi schimbă proprietăţile electrice sub influenţa luminii. Se pot clasifica ţinînd seamă de:

A. Zona spectrală în care au un maxim de sensibilitate; elemente sensibile în:

a) infraroşu (IR);
b) vizibil (V);

c) ultraviolet (UV).
B. Structura fizică a elementelor respective :
a) elemente cu vid ;
b) tuburi cu gaze ;
c) elemente semiconductoare.
C. Proprietatea electrică care se modifică :
a) fotodiode ;
b) fototranzistoare ;
c) fotorezistenţe ;
d) generatoare fotoelectrice ;
e) tuburi cu descărcări în gaz.

a) *Fotodiodele* sînt diode care au curentul de conducţie inversă în funcţie de iluminare. Fotodiodele cu germaniu au sensibilitate în IR, dar curentul de întuneric este relativ mare şi se dublează la creşterea temperaturii cu cîte 10 °C. Fotodiodele cu siliciu au sensibilitate în spectrul vizibil şi curent de întuneric relativ mic. Deoarece de regulă sînt elemente de mică putere, ele se montează în circuitul de comandă al unui amplificator de curent. În ţară se fabrică fotodiode cu germaniu de tip DF1, DF2, DF3.

b) *Fototranzistoarele* sînt echivalente cu o fotodiodă şi un etaj amplificator cu tranzistoare. Curentul de colector variază în funcţie de iluminarea primită de joncţiunea bază-emitor. În cazul unei iluminări pîlpîitoare, curentul are variaţii în acelaşi ritm. Caracteristicile de sensibilitate sînt similare cu ale fotodiodei. Nu se fabrică actualmente în ţară.

c) *Fotorezistenţele* sînt elemente care se bazează pe efectul fotoelectric intern, suferind o variaţie bidirecţională a rezistenţei sub acţiunea luminii. În funcţie de substanţa fotosensibilă utilizată, PbS sau CdS, spectrul de sensibilitate maximă se găseşte în infraroşu sau vizibil. În ţară s-au realizat experimental ambele variante, dar nu s-a trecut la producţia de serie.

d) *Generatoarele fotoelectrice* sînt elemente care creează o tensiune electromotoare sub acţiunea luminii. Curentul care ia naştere este însă foarte mic şi trebuie amplificat pentru a putea acţiona un dispozitiv de protecţie. În anumite montaje, curentul poate fi generat şi de fotodiode (în regim generator).

e) *Tuburile cu descărcări în gaze* sînt elemente care conduc curentul electric numai în prezenţa luminii. Tubul are doi electrozi simetrici aflaţi într-un tub din sticlă de cuarţ, umplut cu un gaz inert. Tubul poate funcţiona şi în curent alternativ, singura condiţie fiind ca în prezenţa luminii să se aplice o tensiune mai mare decît cea de amorsare. Curentul din circuit dispare o dată cu stingerea flăcării. Tuburile cu descărcări au spectrul de sensibilitate situat în domeniul ultraviolet, fiind simple sau cu multiplicator optic. În ţara noastră, Institutul de Fizică din Bucureşti a făcut cercetări obţinînd un prototip care va permite în curînd o fabricaţie de serie.

II. Supraveghetoare de flacără fabricate în ţară

În R.S. România, problema supravegherii a fost pusă cu mai mult accent o dată cu începerea automatizării instalaţiilor de ardere. Primele supraveghetoare au fost aduse din import şi acopereau practic întreg domeniul de utilizare.

Primul supraveghetor asimilat în ţară (RS 70862 A) utilizează ca traductor o tijă de ionizare sau un cap de vizare din import, iar amplificatorul foloseşte o schemă cu tuburi electronice.

Un pas important îl constituie realizarea, pe baza unor scheme originale, a supraveghetorului tranzistorizat SFT—168 care asigură supravegherea flăcărilor ce emit în spectrul infraroşu (varianta IR) şi ultraviolet (varianta UV). Un adaptor simplu (numit ASF—170) permite în plus înlocuirea traductorului cu tijă printr-un cap de vizare UV, la vechiul amplificator cu tuburi. Aceste aparate sînt fabricate curent la F.E.A.

Seria este completată de supraveghetorul SFV—170 care, utilizînd ca traductor o fotorezistenţă, acoperă spectrul vizibil al flăcării. Acest tip este fabricat în atelierul IPA.

În acest fel, seria de aparate produse în România acoperă integral nevoile de supraveghetoare de flacără, atît pentru ţară cît şi pentru export.

1. Supraveghetor în spectrul ultraviolet (tip SFT—168—UV)

Supraveghetorul sensibil în spectrul UV este utilizat cînd sînt îndeplinite următoarele condiţii :

— arzătorul este de tip „multiplu" sau cămaşa cazanului rămîne incandescentă după stingerea flăcării ;

— combustibilul utilizat este gazos, lichid sau combinat, astfel că flacăra are o radiaţie în spectrul 1900—2900 A (fig. 1).

Schema aparatului SFT—168—UV este relativ simplă (fig. 2). Elementul fotosensibil,

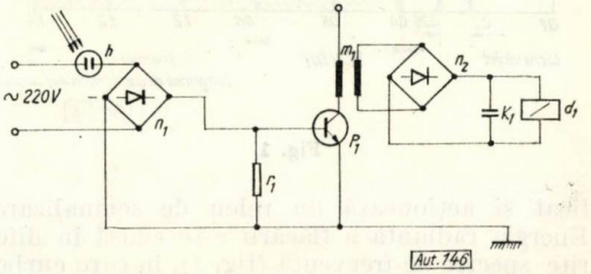


Fig. 2

de tip 155 UG, este montat într-un sistem optic executat din sticlă de cuarţ şi îndreptat cu axa spre baza flăcării. La apariţia acesteia, tubul va conduce la ambele alternanţe. O punte de diode redresează impulsurile, ceea ce

duce la dublarea frecvenţei impulsurilor utile (100 Hz). Aceste impulsuri sînt amplificate de un amplificator de curent alternativ, care are ca sarcină un transformator de semnal. Impulsurile din secundar sînt redresate şi tensiunea continuă obţinută este stabilizată şi aplicată unui releu „de flacără", care este temporizat printr-un grup RC montat în paralel, astfel încît să prezinte o întîrziere suficientă pentru ca releul să fie atras sigur cînd flacăra pîlpîie. Aparatul are protecţie la scurtcircuitarea tubului sau a cablului de legătură între capul de vizare şi blocul amplificator.

Cunoscîndu-se că fumul absoarbe radiaţia UV, acest aparat poate fi folosit şi ca indicator al calităţii arderii.

Orientarea corectă a capului de vizare este foarte importantă pentru o funcţionare corespunzătoare. Axa sa optică trebuie să intersecteze baza flăcării arzătorului supravegheat dar nu şi flacăra arzătoarelor vecine.

Aparatul este în fabricaţie la FEA.

2. Supraveghetor în spectrul vizibil (tip SFV—170)

Se utilizează în următoarele condiţii:

— combustibil lichid sau solid;

— arzătoare monobloc;

— peretele arzătorului nu rămîne incandescent.

blocul de semnalizare. Aparatul este proiectat de IPA pentru echiparea cazanului de încălzire a trenurilor şi se va executa la „Automatica".

3. Supraveghetor în spectrul infraroşu (tip SFT-168-IR)

Lucrează în următoarele condiţii de mediu:

— combustibil lichid, solid sau combinaţii ale lor;

— cazane cu unul sau mai multe arzătoare;

— şamota cazanului poate avea o temperatură de maximum 1 100 °C.

Se bazează pe pîlpîirea naturală a flăcării, prezentă la orice ardere. Spectrul de frecvenţă a acestor pîlpîiri este foarte bogat (5—800 Hz), dar frecvenţa de amplitudine maximă este în jurul a 15 Hz.

În figura 4 se prezintă schema variantei SFT-168-IR.

Pîlpîirea flăcării (în spectrul IR) este transformată de elementul fotosensibil (fotodioda DF2-IPRS) în semnal electric alternativ, care este amplificat în putere şi apoi în tensiune şi aplicat unui releu final, după o redresare prealabilă. Şi în acest montaj se foloseşte un transformator de semnal pentru a se obţine o siguranţă în funcţionare la scurtcircuitarea tranzistorului final.

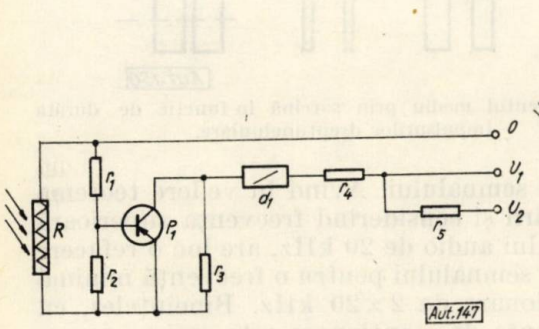


Fig. 3

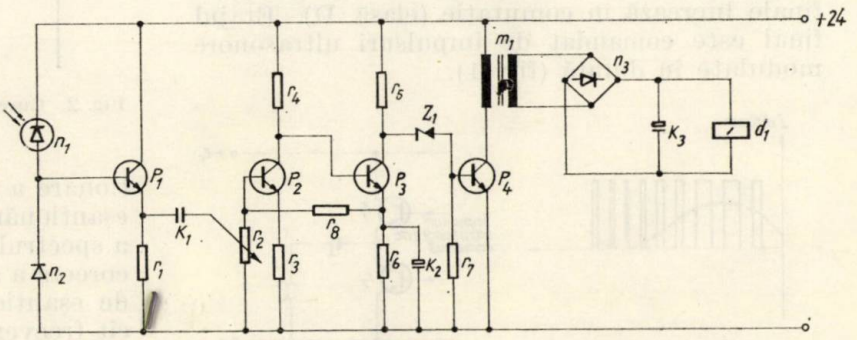


Fig. 4

Aparatul are o schemă simplă, robustă, cu o mare siguranţă în funcţionare. Elementul fotosensibil este o fotorezistenţă sensibilă în spectrul vizibil, care are raportul $\frac{R_{\text{iluminat}}}{R_{\text{întuneric}}} \leqslant \frac{1}{100}$.

În prezenţa flăcării, curentul care apare în circuit (fig. 3) poate acţiona un releu de curent continuu care este temporizat de un grup RC, dispus în paralel la bornele sale. Aparatul se poate prezenta în diferite variante, corespunzătoare condiţiilor diferite de alimentare (continuu, alternativ, cu variaţii diferite ale tensiunii de alimentare) şi siguranţei cerute în funcţionare. Pentru condiţii de siguranţă mărită, schema devine complexă prin adăugarea unui circuit de sesizare a scurtcircuitării fotorezistenţei sau a cablului de legătură între capul de vizare şi

Întreaga schemă este realizată cu mare siguranţă în funcţionare şi la defectare.

Aparatul este în producţie la FEA.

III. Concluzii

Crearea în ţară a familiei de supraveghetoare de flacără a însemnat o realizare tehnică deosebită, atît prin reducerea unui important efort valutar cît şi prin cîştigarea unei experienţe valoroase în acest domeniu.

În momentul de faţă se găsesc în exploatare cîteva sute de aparate din fiecare tip, cu rezultate foarte bune. Cu toate acestea se continuă studiile pentru modernizarea lor, actualmente cercetîndu-se soluţii cu trecerea schemelor pe circuite integrate.

O parte din aparatele fabricate în ţară au fost exportate şi montate pe instalaţii complexe (cazane, locomotive etc.) în mai multe ţări, dovedindu-se la nivelul produselor unor firme consacrate.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Supraveghetoare de flacără.* Studiu IPA B65, 1968.
[2] *Elemente fotosensibile cu semiconductoare.* În Électronique industrielle, nr. 78—79, nov 1964.
[3] Ispăşoiu, Gh. ş.a. *Realizarea fotodiodelor româneşti* În : Metrologia aplicată, nr. 3, 1967.
[4] Pănoiu, N., ş.a. *Instalaţii de ardere.* Bucureşti, Ed. teh, 1967.
[5] *Standarde internaţionale* : DIN 4787, DIN 4788.
[6] *Prospectele firmelor* : Honeywell (S.U.A.), DURAG (R.F.G.), ECA (S.U.A.), Pressler (R.D.G.), Philips (Olanda).

D. DRAGOTONIU şi AL. BĂLĂNESCU*

Amplificatoare clasă D

I. Principiul de funcţionare

Amplificatoarele clasă D reprezintă unul dintre cele mai recente tipuri de amplificatoare. Un astfel de amplificator a fost construit pentru prima oară de Roger Charbonnier în anul 1955. De la această dată schemele amplificatoarelor în clasa D s-au diversificat şi au ajuns să satisfacă necesităţile tehnicii sonorizării prin amplificatoare cu o siguranţă în funcţionare foarte mare, putere mărită, fidelitate foarte bună, randament înalt şi gabarit relativ redus.

Îmbunătăţirile introduse de acest tip de amplificatoare se datoresc faptului că tranzistoarele finale lucrează în comutaţie (clasă D). Etajul final este comandat de impulsuri ultrasonore modulate în durată (fig. 1).

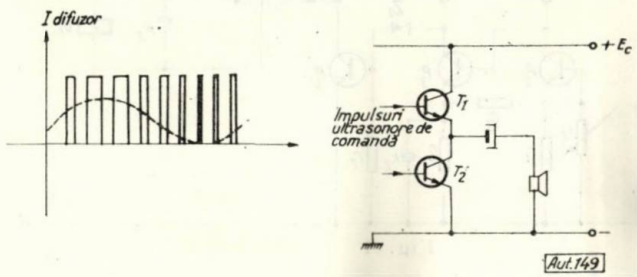


Fig. 1. Etajul de ieşire al amplificatorului şi forma de undă a curentului prin sarcină.

O modulaţie în amplitudine nu poate fi concepută întrucît ea introduce stări intermediare între blocarea şi saturarea tranzistoarelor din etajul final. O modulaţie de fază ar complica lucrurile deoarece ar necesita impulsuri de referinţă. De asemenea, alte tipuri de modulaţie nu pot fi folosite din cauza unor complicaţii nedorite. Singura metodă convenabilă este de a modula în durată nişte impulsuri dreptunghiulare, lăţimea impulsurilor (durata) fiind proporţională cu amplitudinea semnalului util (fig.2).

În acest fel, un amplificator clasă D poate fi imaginat ca fiind compus dintr-un etaj final comandat de impulsuri dreptunghiulare ultrasonore modulate, care are la ieşire un filtru trece-jos (fig. 3). Pentru stabilitate se introduce o buclă de reacţie negativă. Este uşor de observat că frecvenţa de repetiţie a impulsurilor ultrasonore reprezintă de fapt frecvenţa de eşan-

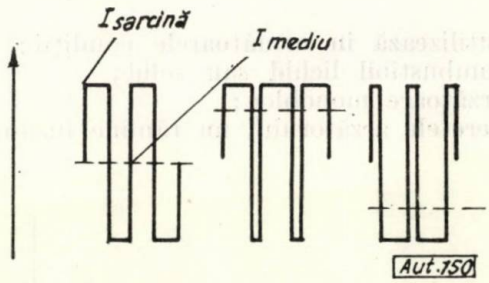


Fig. 2. Curentul mediu prin sarcină în funcţie de durata impulsurilor dreptunghiulare.

tionare a semnalului. Avînd în vedere teorema eşantionării şi considerînd frecvenţa superioară a spectrului audio de 20 kHz, are loc o refacere corectă a semnalului pentru o frecvenţă minimă de eşantionare de 2×20 kHz. Bineînţeles, cu cît frecvenţa de eşantionare este mai mare, cu atît refacerea semnalului este mai fidelă şi filtrarea mai uşoară. Totuşi, după cum se va

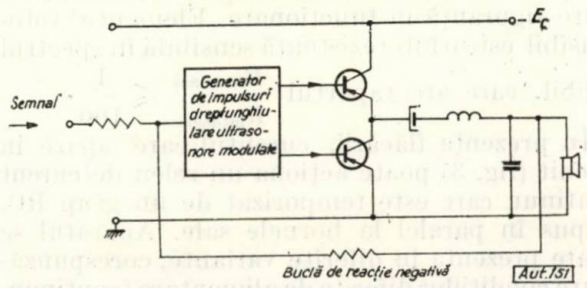


Fig. 3. Schema bloc generală a unui amplificator clasă D.

arăta mai departe, se alege pentru generatorul de impulsuri dreptunghiulare o frecvenţă cuprinsă între 50 şi 75 kHz.

În continuare vom prezenta cîteva formule de calcul pentru un etaj final cu tranzistoare

* Ing. *D. Dragotoniu* lucrează la CNST, iar ing. *Al. Bălănescu* la Fabrica de calculatoare electronice.

complementare şi ieşire pe condensator, care lucrează în comutaţie pe sarcina R_L (fig. 4).

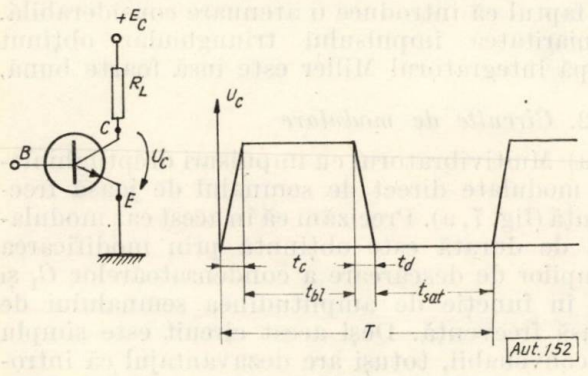


Fig. 4. Forma reală a tensiunii din colectorul unui tranzistor în comutaţie.

Puterea medie de ieşire are următoarea expresie :

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^T E_C i_C \, dt,$$

unde :

T este perioada de repetiţie ;
E_C — tensiunea continuă de alimentare ;
i_C — curentul instantaneu.

Deoarece curentul instantaneu i_C constă într-un şir de impulsuri dreptunghiulare simetrice, amplitudine aproximativ egală cu $\frac{E_C}{R_L}$, rezultă :

$$P_0 \approx E_C \cdot \frac{E_C}{R_L} \cdot \frac{t_{sat}}{T}.$$

Dacă succesiunea de impulsuri este nemodulată, atunci $t_{sat} \approx \frac{T}{2}$ şi :

$$P_0 \approx \frac{E_C^2}{2R_L},$$

iar dacă există modulaţie :

$$0 < P_0 < \frac{E_C^2}{R_L} = P_{0\,max}.$$

Puterea medie disipată pe tranzistor este :

$$P_D = P_{Dbl} + P_{Dsat} + P_{Dtranz},$$

unde puterea disipată în timpul cît tranzistorul este blocat are următoarea formă :

$$P_{Dlb} = E_C \cdot I_{CBO} \frac{t_{bl}}{T},$$

iar puterea disipată în timpul cît tranzistorul este saturat este dată de relaţia :

$$P_{Dsat} = U_{CEsat} \cdot I_{Cmax} \cdot \frac{t_{sat}}{T}$$

şi în sfîrşit puterea disipată pe tranzistor în timpii de tranziţie este :

$$P_{Dtranz} \approx \frac{1}{T}\left(\int_0^{t_c} E_C \frac{t_c - t}{t_c} I_{C\,max} \frac{t}{t_c}\, dt + \int_0^{t_d} E_C \frac{t}{t_d} I_{C\,max} \frac{t_d - t}{t_d}\, dt\right)$$

sau :

$$P_{Dtranz} \approx \frac{E_C I_{C\,max}}{6}\left(\frac{t_c + t_d}{T}\right),$$

unde

t_c este timpul de creştere ;
t_d — timpul de descreştere ;
I_{Cmax} — curentul maxim care trece prin tranzistor.

Desigur că puterea medie disipată totală va fi cu atît mai mică cu cît I_{CBo} şi U_{CEsat} au o valoare mai mică şi cu cît suma timpilor de comutaţie $(t_c + t_d)$ este mai mică decît perioada $T = \frac{1}{f_0}$. Această ultimă condiţie este cu atît mai uşor de îndeplinit cu cît frecvenţa f_0 este mai mică, ceea ce îngreuiază filtrarea. Randamentul la frecvenţe de lucru uzuale este :

$$\eta_D = \frac{P_0}{P_0 + P_D} = 0{,}96 - 0{,}99.$$

Deoarece tranzistoarele etajului final funcţionează în regim de comutaţie, adică sînt cea mai mare parte a perioadei fie în saturaţie fie blocate, puterea lor disipată este foarte mică în comparaţie cu puterea utilă dezvoltată în sarcină. Aşa se explică de ce acelaşi randament, pentru amplificatoarele în clasa A, are valoarea :

$$\eta_A = 40 - 47\ \%,$$

iar pentru amplificatoarele în clasa B :

$$\eta_B = 65 - 75\ \%.$$

Distorsiuni ale semnalului de ieşire pot apărea datorită fronturilor finite ale impulsurilor sau datorită neliniarităţii caracteristicii de transfer a modulatorului.

Deoarece modulatorul are un rol important în obţinerea unui nivel mic de distorsiuni, se vor analiza cele mai uzuale tipuri de modulatoare.

II. Circuite ale amplificatoarelor clasă D

Un prim procedeu de modulare în durată a impulsurilor dreptunghiulare constă în utilizarea coincidenţei dintre semnalul util de joasă frecvenţă şi un semnal triunghiular de frecvenţă ultrasonoră (fig. 5).

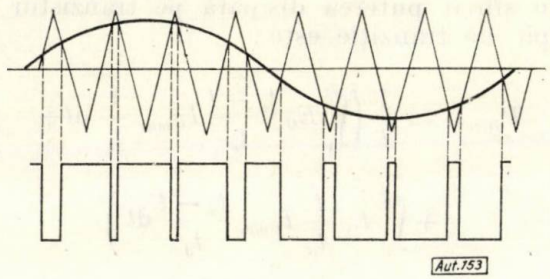


Fig. 5. Modulaţia în durată folosind coincidenţa dintre semnalul de joasă frecvenţă şi un semnal triunghiular.

1. *Obţinerea semnalului triunghiular*

Un montaj cu care se poate obţine semnalul triunghiular este generatorul cu tranzistor unijoncţiune (UJT) din figura 6, a. Inconvenientele care pot fi semnalate sînt legate de viteza mică de comutaţie a schemei (50—70 kHz) şi de o asimetrie a impulsului triunghiular.

Schema clasică este însă constituită dintr-un circuit basculant astabil, căruia nu i se cer performanţe deosebite, şi un integrator Miller (fig. 6, b).

Dezavantajul unui astfel de integrator constă în faptul că introduce o atenuare considerabilă. Liniaritatea impulsului triunghiular obţinut după integratorul Miller este însă foarte bună.

2. *Circuite de modulare*

a) Multivibratorul cu impulsuri dreptughiulare modulate direct de semnalul de joasă frecvenţă (fig. 7, a). Precizăm că în acest caz modulaţia de durată este obţinută prin modificarea timpilor de descărcare a condensatoarelor C_1 şi C_2 în funcţie de amplitudinea semnalului de joasă frecvenţă. Deşi acest circuit este simplu şi convenabil, totuşi are dezavantajul că introduce o modulaţie parazită. Se va arată în cele ce urmează o variantă modernizată şi îmbunătăţită a acestui circuit (fig. 11).

b) Modulatorul de tip diferenţial (fig. 7, b) permite obţinerea coincidenţei dintre semnalul triunghiular şi semnalul de joasă frecvenţă. Semnalul triunghiular saturează sau blochează tranzistorul T_2 după intervale de timp proporţionale cu amplitudinea semnalului de joasă frecvenţă.

c) Modulator cu circuit basculant Schmitt (fig. 8). Acest modulator are ca principiu însumarea celor două semnale (semnalul triunghiular

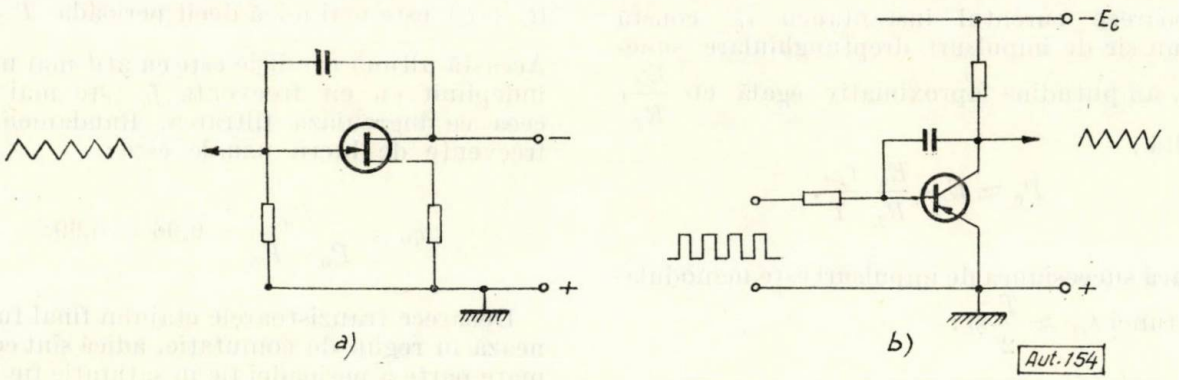


Fig. 6. a) Generator de impulsuri triunghiulare cu tranzistor unijoncţiune, b) Generator de impulsuri triunghiulare cu integrator Miller.

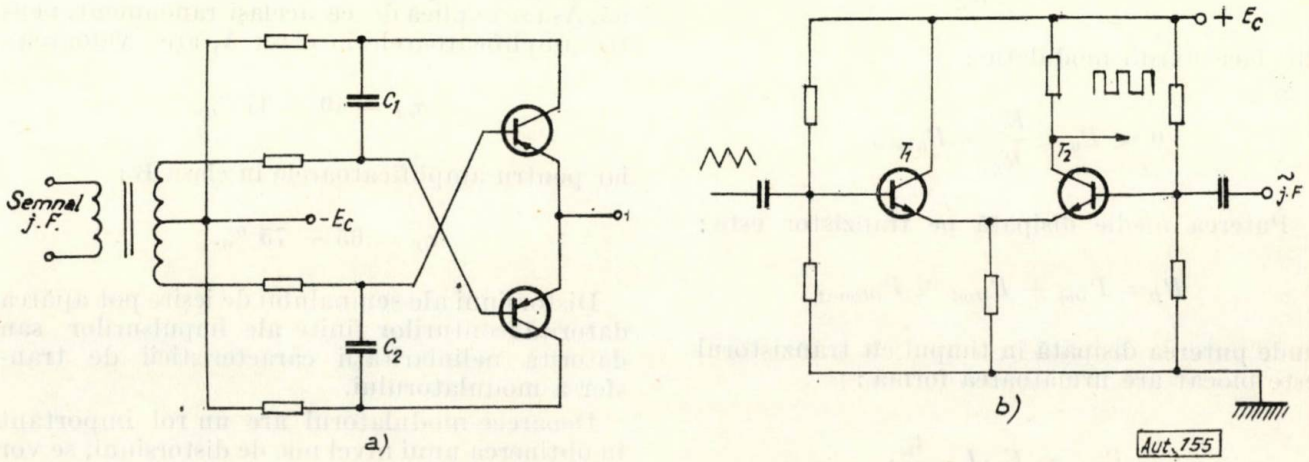
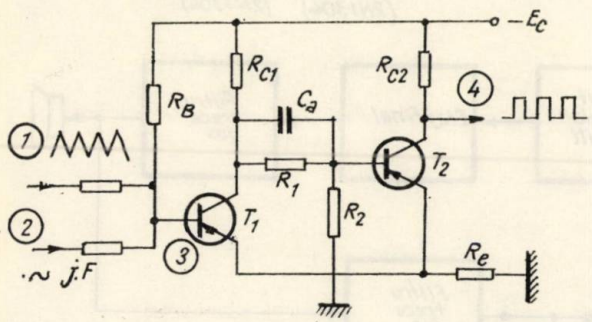


Fig. 7. a) Modulator cu multivibrator. b) Modulator diferenţial.

şi semnalul de joasă frecvenţă) şi acţionarea circuitului Schmitt cu semnalul rezultant. Interacţiunea dintre semnalul rezultant şi pragul circuitului basculant Schmitt produce efectul de modulare în durată a unor impulsuri dreptunghiulare, proporţional cu amplitudinea semnalului de joasă frecvenţă.

De notat că, fiind imposibilă o suprapunere perfectă a celor două praguri ale circuitului basculant Schmitt, stabilitatea şi liniaritatea caracteristicii de modulaţie sînt limitate.

Avînd în vedere cele spuse pînă acum, se poate da o schemă bloc valabilă pentru modul de funcţionare general a unui amplificator clasă D (fig. 9).



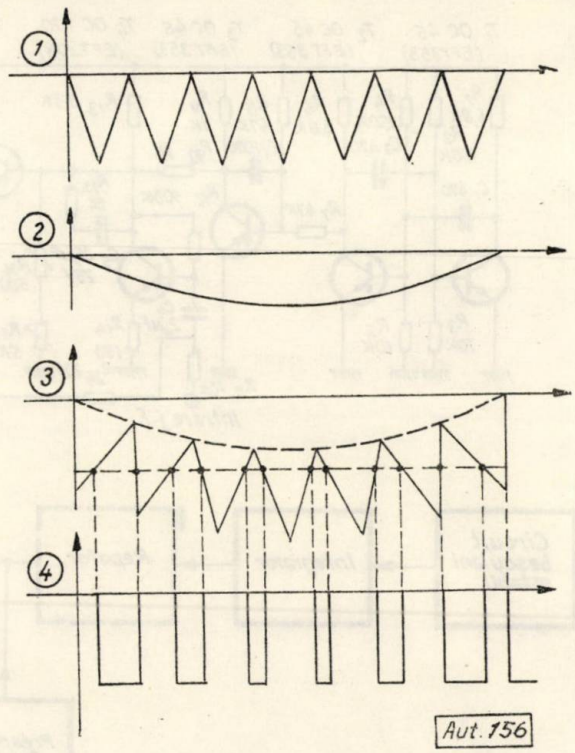


Fig. 8. Modulator cu circuit basculant Schmitt. Forme de undă.

Preamplificatorul figurat în schema bloc este necesar din mai multe motive :

— amplifică semnalul de joasă frecvenţă ;

— separă semnalul de generatorul de unde triunghiulare ;

— inversează faza astfel încît semnalul luat de la ieşire prin bucla de reacţie să se regăsească la intrare în opoziţie de fază cu semnalul de intrare (reacţie negativă).

Se vor prezenta două scheme practice de amplificatoare clasă D.

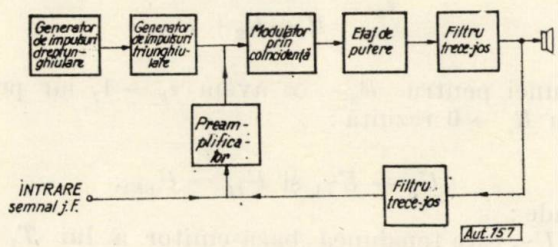


Fig. 9. Schema bloc a unui amplificator clasă D cu modulator prin coincidenţă.

3. *Scheme de amplificatoare clasă D*

a) Particularităţile schemei din figura 10 [5]. Acest amplificator poate fi realizat uşor practic, deşi necesită un reglaj ceva mai delicat pentru pragul circuitului Schmitt (potenţiometrele de 5 kΩ şi 500 Ω din baza tranzistorului T_5). Pentru a izola mai bine generatorul de semnal triunghiular de preamplificator se poate intercala între ele un etaj repetor pe emitor.

Semnalul modulat se aplică pe bazele tranzistoarelor T_8 şi T_9 din etajul final prin intermediul repetorului pe emitor T_7. De asemenea, deoarece se lucrează la nivele mari de semnal, pentru atacul etajului final sînt folosite conexiuni bootstrap (condensatoarele C_8 şi C_9) pentru îmbunătăţirea caracteristicii dinamice [1]. Etajul de putere este echipat cu patru tranzistoare de curent I_{Cmax}= 500 mA complementare două cîte două. Ieşirea se face printr-un condensator care, spre deosebire de condensatoarele similare folosite în amplificatoarele obişnuite, nu trebuie să aibă o valoare atît de mare (se calculează din condiţia de palier a impulsurilor de 50 kHz). Droselul final are rolul de a opri componentele de frecvenţă mai joasă ale semnalului dreptunghiular, care ar putea să deranjeze audiţia (filtru trece-jos). Din calcul, valoarea lui rezultă între 0,5 mH şi 1 mH, ceea ce permite o realizare practică de gabarit foarte redus.

Pentru îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă şi pentru o stabilitate bună se utilizează bucla de reacţie care uneşte punctul comun al emitoarelor tranzistoarelor finale cu baza tranzistorului de la intrare T_4.Cuadripolul de reacţie este, după cum se observă, un filtru trece-jos, pentru a bloca accesul componentelor semnalului ultrasonor la intrarea de joasă frecvenţă a amplificatorului.

Alimentînd montajul la 15 V, puterea obţinută va fi de 1,5 W. Disipaţia pe tranzistoarele finale în aceste condiţii va fi de 165 mW pen-

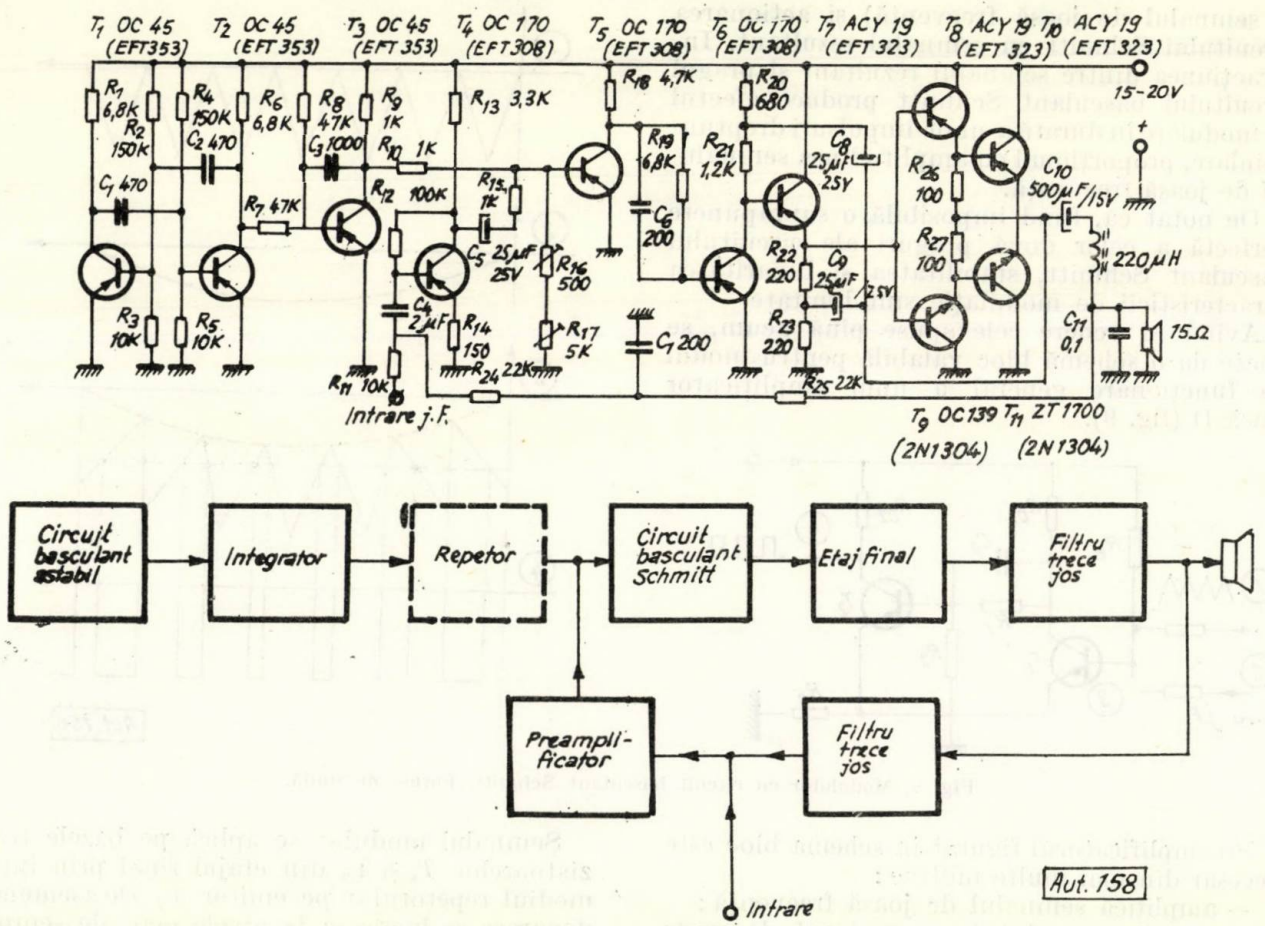


Fig. 10. Schema bloc şi de principiu a amplificatorului de 1,5 W cu trigger Schmitt.

tru temperatura ambiantă de 45°C. Randamentul schemei atinge valoarea de 90 %. Pentru o tensiune de alimentare de 25 V, puterea de ieşire poate creşte pînă la 5 W, cu distorsiuni între 0,4 % şi 1 %.

Experimentînd acest montaj, autorii au folosit în majoritate tranzistoare de fabricaţie românească (în figura 10 codurile lor s-au scris între paranteze). Pentru etajul final s-au utilizat tranzistoare complementare EFT 323 (I_{Cmax} = = 250 mA, P_D = 130 mW) şi 2N1304 (I_{Cmax} = = 300 mA, P_D = 300 mW), cu care s-a obţinut o putere de circa 1 W. Circuitul de prag al montajului poate fi considerat ca un circuit basculant Schmitt (în figura 8 s-a desenat schema unui astfel de circuit), cu menţiunea că pentru o apropiere cît mai bună a celor două praguri s-a făcut $R_e \to 0$ şi $R_2 \to \infty$. Astfel dacă [7]:

$$U_I \approx (\varepsilon_b E_C - U_{BE2}) \frac{h_{21E} R_e}{h_{21E} \cdot R_e + \varepsilon_b (R_1 + R_{C1})} + U\gamma_1$$

şi:

$$U_{II} \approx U_{BE1} + \frac{R_e}{R_e + \varepsilon_b \cdot R_{C1}} (\varepsilon_b E_C - U\gamma_2),$$

unde:

U_I este pragul de basculare directă a circuitului;

U_{II} — pragul de basculare inversă a circuitului;

h_{21E} — amplificarea statică în curent pentru montajul cu emitor comun;

$$\varepsilon_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{C1}},$$

atunci pentru $R_2 \to \infty$ avem $\varepsilon_b \to 1$, iar pentru $R_e \to 0$ rezultă:

$$U_I \to U\gamma_1 \text{ şi } U_{II} \to U_{BE1},$$

unde:

$U\gamma_1$ este tensiunea bază-emitor a lui T_1 la pragul de conducţie;

U_{BE1} — tensiunea bază-emitor a lui T_1 în regiunea activă.

Se observă deci că, pentru o astfel de situaţie, diferenţa dintre cele două praguri s-a redus la diferenţa dintre pragurile de comutaţie ale tranzistorului T_1, iar schema circuitului are aceeaşi structură ca cea a circuitului de prag din figura 10.

b) Particularităţile schemei din figura 11 [4]. Spre deosebire de schema anterioară, la acest tip de amplificatoare se evită folosirea triggeru-

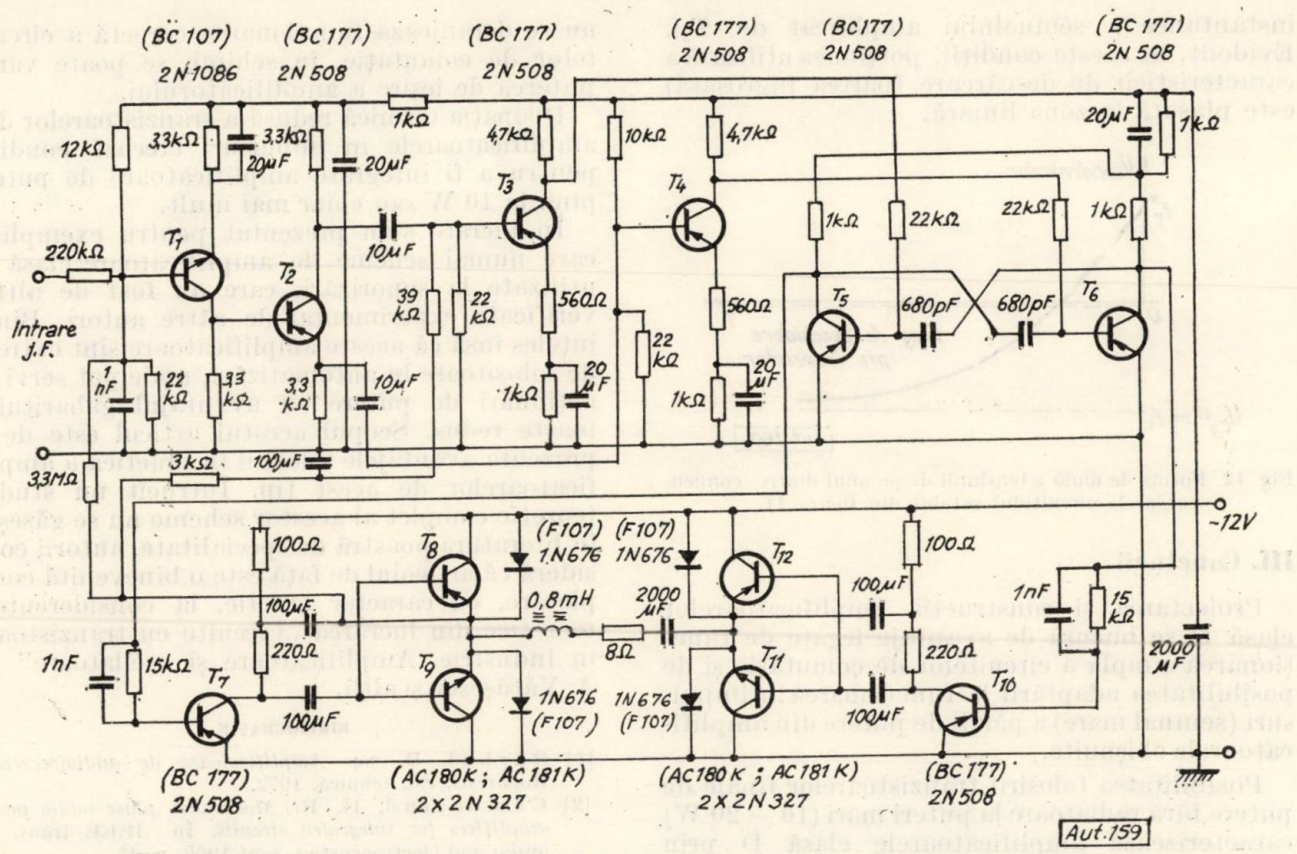


Fig. 11. Schema de principiu a amplificatorului clasă D cu modulaţie directă pe multivibrator.

lui Schmitt utilizînd modularea impulsurilor direct pe circuitul basculant astabil. Aceste amplificatoare sînt preferate datorită simplităţii în realizare, uşurinţei reglajului şi întrebuinţărilor multiple (în industrie, radioficare etc.). Modulatorul se aseamănă foarte mult cu cel descris anterior în figura 7, a, însă datorită renunţării la transformator s-au înlăturat dezavantajele amintite. Modulaţia se produce prin variaţia tensiunii de polarizare a bazelor tranzistoarelor care constituie multivibratorul, în ritmul semnalului de joasă frecvenţă. Primul tranzistor din schemă este un amplificator obişnuit şi are rolul de a mări nivelul semnalului de intrare şi de a face adaptarea de impedanţă cu preamplificatorul.

Tranzistorul T_2 este un defazor care livrează semnalul neschimbat din emitorul său şi defazat cu 180° din colector. Cele două semnale sînt amplificate de T_3 şi T_4 şi sînt transmise multivibratorului sub forma unor tensiuni de polarizare. În felul acesta, modulaţia va consta atît în modificarea duratei impulsurilor cît şi a duratei pauzei dintre impulsuri (grad de modulaţie foarte ridicat). De pe cele două ieşiri ale circuitului basculant astabil, semnalul modulat este preluat de două etaje de putere. Fiecare etaj este constituit din două tranzistoare complementare şi dintr-un tranzistor de comandă. Modul de aplicare a semnalului pe tranzistoarele finale este asemănător cu cel folosit la schema anterioară, iar conexiunea bootstrap este utilizată aici din aceleaşi motive. Sistemul cu două etaje dublează puterea amplificatorului datorită faptului că se dublează şi amplitudinea impulsurilor de curent din sarcină.

Verificarea practică a schemei din figura 11 a fost făcută folosind tranzistoarele cu codurile dintre paranteze. Este demn de remarcat faptul că tranzistoarele în montaj de amplificare T_3 şi T_4 au punctul de funcţionare în curent continuu $I_C \approx 2$ mA şi $U_C \approx \frac{1}{3}\left(-E_C\right)$, şi că circuitul astabil este alimentat printr-o divizare a tensiunii $-E_C$ cu ajutorul unui grup RC (1 kΩ şi 20μF). În felul acesta, tensiunile de repaus U_{CT3} şi U_{CT4} fiind apropiate ca valoare de tensiunea de alimentare a circuitului astabil, se îmbunătăţeşte foarte mult liniaritatea caracteristicii de transfer a modulatorului.

În figura 12 se poate observa, din forma de undă a unuia dintre condensatoarele de 680 pF, că acesta prezintă o caracteristică de descărcare între $+E_C^*$ (tensiunea la care s-a încărcat în semiperioada anterioară) şi tensiunea instantanee de colector a tranzistorului T_3, de exemplu $u_{C3}(t) = U_{C3} + u_{c3}(t)$ (pentru figura 11, $E_C^* \approx \approx \frac{1}{2}E_C$, $U_{C3} \cong \frac{1}{3}(-E_C)$ — tensiunea continuă din colectorul lui T_3, u_{c3} — componenta

instantanee a semnalului amplificat de T_3). Evident, în aceste condiţii, porţiunea utilizată a caracteristicii de descărcare (partea îngroşată) este plasată în zona liniară.

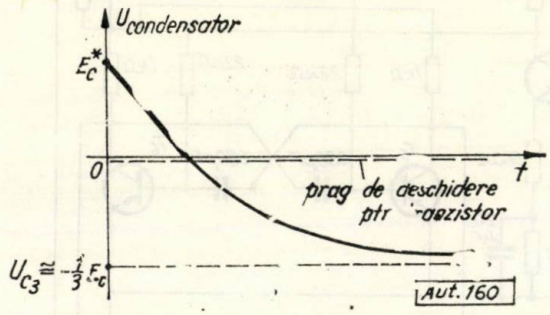


Fig. 12. Forma de undă a tensiunii de pe unul dintre condensatoarele circuitului astabil din figura 11.

III. Concluzii

Proiectarea şi construcţia amplificatoarelor clasă D se bucură de avantaje legate de funcţionarea simplă a circuitelor de comutaţie şi de posibilitatea adaptării la funcţionarea în impulsuri (semnal mare) a părţii de putere din amplificatoarele obişnuite.

Posibilitatea folosirii tranzistoarelor finale de putere fără radiatoare la puteri mari (10 — 20 W) caracterizează amplificatoarele clasă D prin gabarit redus şi simplitate constructivă. Deşi numărul pieselor active este puţin mai mare, totuşi aceste amplificatoare au în ansamblu un număr redus de componente faţă de amplificatoarele obişnuite. Este demn de remarcat că, pentru alimentare, este suficientă o tensiune bine filtrată, fără a mai fi nevoie de un stabilizator de tensiune. De asemenea, prin modificarea în limite nu prea mari a tensiunii de alimentare, nu se deranjează funcţionarea corectă a circuitelor de comutaţie, în schimb se poate varia puterea de ieşire a amplificatorului.

Disipaţia termică redusă a tranzistoarelor din amplificatoarele în impulsuri creează condiţii pentru a fi integrate amplificatoare de puteri pînă la 10 W sau chiar mai mult.

În lucrare s-au prezentat pentru exemplificare numai scheme de amplificatoare clasă D utilizate la sonorizări, care au fost de altfel verificate experimental de către autori. Bineînţeles însă că aceste amplificatoare sînt extrem de folositoare în automatizări, unde pot servi la acţionări de putere cu avantajul gabaritului foarte redus. Scopul acestui articol este de a prezenta avantajele folosirii în practică a amplificatoarelor de acest tip. Întrucît un studiu teoretic complet al acestor scheme nu se găseşte în literatura noastră de specialitate, autorii consideră că articolul de faţă este o binevenită completare, cu caracter practic, la considerentele teoretice din lucrarea „Circuite cu tranzistoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare" de A. Vătăşescu şi alţii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bărbat, B. ş.a. *Amplificatoare de audiofrecvenţă.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1972.
[2] Camenzind, H. R. *Modulated pluse audio power amplifiers for integrated circuits.* În IEEE trans. on audio and electroacustics, sept 1966, p. 45.
[3] Pasquier, D. *Les amplificateurs classe D.* În : Toute l'électronique, nr. 322, 1968, p. 64.
[4] Pasquier, D. *Les amplificateurs classe D.* În Toute l'électronique, nr. 323, 1968, p. 82—83.
[5] Runlik, Iu. *Usilitel klassa D.* În Radio, nr. 7, 1970, p. 56.—57.
[6] Vătăşescu, A. ş.a. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Amplificatoare şi oscilatoare. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.
[7] Mitrofan, Gh. *Generatoare de impulsuri şi de tensiune liniar variabilă.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.

VICTOR EMIL NEAGOE şi DAN IOSUBESCU *

Aparat electronic pentru măsurarea dinamică a conductivităţii unor lichide fiziologice cu aplicaţii la studiul hormonului antidiuretic

Aparatul electronic medical, a cărui prezentare constituie obiectul acestei lucrări, permite măsurarea şi înregistrarea variaţiei în timp a conductivităţii unor lichide fiziologice, în gamele 0—10 μs, 0 — 100 μs, 0 — 1 000 μs.

În particular, aparatul a fost proiectat şi realizat pentru a servi la determinarea răspunsului organismului la acţiunea hormonului antidiuretic.

1. Aspectul medical

Unitatea funcţională dintre diencefal şi hipofiză şi rolul de releu neuroendocrin al acesteia din urmă au generat probleme noi, insuficient cunoscute, cu consecinţe importante în patogenia şi tratamentul bolilor hipofizare.

Relaţiile de tip cibernetic demonstrate între diencefal, hipofiză şi glandele periferice au condus la o mai bună înţelegere a patogeniei unor hipofize şi la unele încercări de resistematizare a teoriilor admise pînă acum.

Unul dintre hormonii prin care hipofiza îşi exercită funcţiile sale endocrine este hormonul antidiuretic, numit vasopressină, adiuretină sau pitressină ; el este secretat de nucleii hipotalamici, difuzează de-a lungul axonilor şi este depozitat în lobul posterior hipofizar, de unde trece în sînge. Are o structură polipeptidică, fiind format

* Ing. *V. E. Neagoe* este asistent la Facultatea de electronică, iar *D. Iosubescu* lucrează la Institutul de cercetări pentru telecomunicaţii.

din nouă aminoacizi levogiri. Hormonul are ca efecte vasoconstricţia, creşterea tensiunii arteriale şi inhibarea diurezei, înlesnind reabsorbţia apei în tubul distal. Acest ultim efect — stimularea reabsorbţiei de apă la nivelul rinichiului — asigură conservarea apei de către organism şi eliminarea unei urini concentrate. În absenţa lui apare diabetul insipid, caz în care reabsorbţia de apă la nivelul tubului distal este deficitară.

2. Aspectul tehnico-medical

După cum s-a arătat anterior, vasopressina îndeplineşte un rol de regulator al cantităţii de apă eliminate prin urină (diureza).

Conductivitatea urinei este unul dintre parametrii care sînt urmăriţi în studiul antidiuretic al hormonilor peptidici. Într-adevăr, atunci cînd diureza scade (deci cantitatea de apă care se elimină scade), va creşte concentraţia lichidului şi, implicit, şi conductivitatea lui specifică.

În figura 1 este reprezentată variaţia conductivităţii specifice a fluxului de urină, corelată cu variaţia diurezei; acesta este de fapt principiul pe care se bazează funcţionarea aparatului.

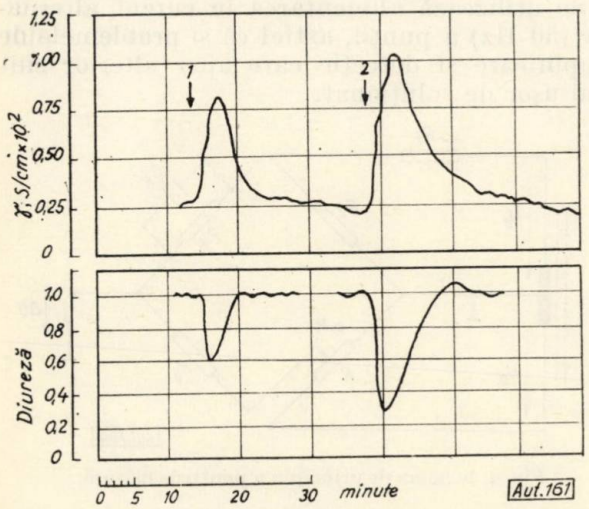


Fig. 1. Variaţia în timp a conductivităţii specifice γ corelată cu diureza.

În literatura medicală de specialitate [1] se indică legătura care a fost stabilită între variaţia conductivităţii şi doza de peptide (hormon antidiuretic) administrată. Aceasta este:

$$\frac{(\Delta G_x)_{\max}}{G_{x0}} = \frac{K}{D} + 1, \qquad (1)$$

în care:

$(\Delta G_x)_{\max}$ reprezintă variaţia maximă a conductanţei lichidului în timpul experimentării;

G_{x0} — nivelul de bază al conductanţei lichidului (înainte de introducerea în organism a hormonului sintetic);

D — doza de peptide administrate;

K — o constantă empirică.

Pentru determinarea răspunsului organismului la acţiunea hormonului antidiuretic se realizează experienţa descrisă în figura 2.

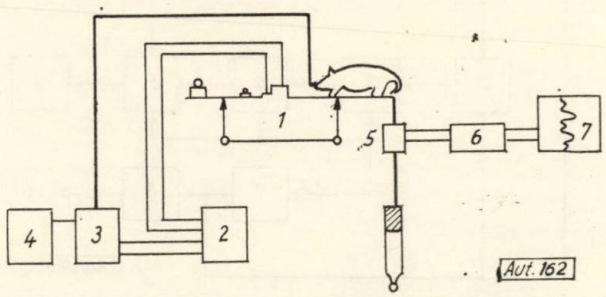


Fig. 2. Diagrama aparaturii pentru determinarea activităţii antidiuretice:

1 — balanţă cu animalul de experienţă; *2* — releu electromagnetic; *3* — micropompă de laborator; *4* — rezervor de apă; *5* — traductor debit-conductivitate; *6* — aparatul electronic pentru măsurarea dinamică a conductivităţii; *7* — înregistrator.

Metoda permite determinarea activităţii antidiuretice a analogilor sintetici ai hormonilor neurohipofizali.

Pentru experienţă se foloseşte o femelă de şobolan Wistar de 160 — 230 g, care în prealabil a fost anesteziată cu o soluţie de 12 % ethanol. În timpul experienţei, prin scurgerea lichidului de studiat are loc o scădere a greutăţii animalului, deci o dezechilibrare a balanţei. Se închide în felul acesta circuitul releului *2* care comandă micropompa *3* ce realizează hidratarea animalului, deci restabilirea echilibrului balanţei.

Traductorul debit-conductivitate (bazat pe principiul ilustrat de curbele din figura 1) este format din două tuburi de oţel inoxidabil cu diametrul interior de 1 mm, introduse într-un bloc de material plastic. Între cei doi electrozi de măsură se află o coloană de lichid cu o lungime ce poate fi modificată între 5 şi 10 mm. Distanţa dintre animal şi celula de măsură trebuie să fie minimă pentru a nu avea diferenţe de fază între debit şi conductivitate.

3. Schema bloc a aparatului

În figura 3 este reprezentată schema bloc a aparatului medical pentru determinarea activităţii antidiuretice, bazat pe măsurarea conductivităţii, construit de noi.

Puntea de măsură *2* conţine într-unul dintre braţe traductorul *1*. Alimentarea lui se face în curent alternativ la o frecvenţă de 50 Hz. Circuitul de intrare *3* constituie pentru punte o sarcină neglijabilă datorită impedanţei sale de intrare mari.

Tensiunea obţinută la ieşirea punţii este constituită dintr-o componentă activă şi una reactivă. Componenta activă corespunde variaţiei conductanţei lichidului, iar componenta reactivă

este dată de capacitatea echivalentă a traductorului. Componenta activă este în fază cu tensiunea de alimentare a punţii (luată ca tensiune

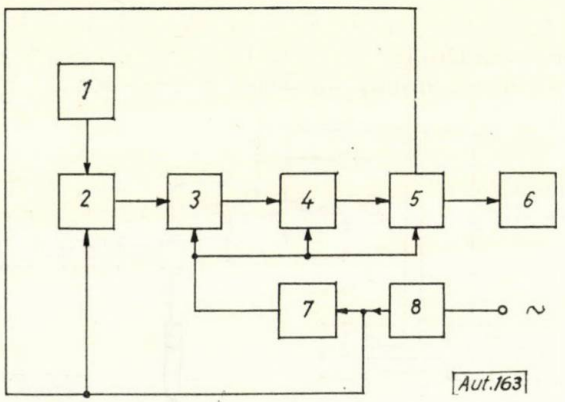


Fig. 3. Schema bloc a aparatului medical:
1 – traductor; *2* – punte de măsură; *3* – circuit de intrare; *4* – amplificator; *5* – deteetor sensibil la fază; *6* – înregistrator; *7* – etaj de alimentare; *8* – transformator de reţea.

de referinţă), în timp ce componenta reactivă este defazată cu 90° faţă de componenta activă şi reprezintă o sursă de erori.

Pentru eliminarea acestora, în lucrarea [2] V. Pliska propune un echilibru capacitiv al punţii; acesta s-ar menţine însă numai pentru o valoarea fixă a capacităţii C_x. Valoarea capacităţii C_x depinde însă de concentraţia lichidului de măsurat, deci va varia în decursul procesului de măsurare.

Pentru a elimina influenţa componentei reactive a tensiunii de ieşire, autorii au utilizat un detector de nul sensibil la fază; în acest mod valoarea medie a tensiunii de la ieşirea detectorului depinde numai de componenta activă (adică de semnalul de ieşire în fază cu tensiunea de referinţă).

Amplificatorul *4* asigură un nivel necesar al semnalului pentru a fi prelucrat de detector.

Înregistratorul *6* pentru semnale lent variabile permite obţinerea curbei de variaţie în timp a conductivităţii, din care se apreciază răspunsul organismului la acţiunea analogului sintetic al hormonului antidiuretic.

Schema realizată permite măsurarea unor variaţii ale conductanţei lichidului, faţă de nivelul de bază, chiar de $\frac{\Delta G_x}{G_{x0}} \cdot 100 = 500\ \%$, cu o eroare (la capătul scalei, pentru variaţia maximă) $\varepsilon\ \% < 5\ \%$.

Circuitele electronice fiind în întregime tranzistorizate, se realizează o schemă compactă, cu un consum redus şi de dimensiuni reduse, cu o bună siguranţă în funcţionare. S-au utilizat numai piese fabricate în ţară.

4. Construcţia şi funcţionarea schemei

Puntea de măsură (fig. 4) este în esenţă o punte Wheatstone care conţine într-unul dintre braţele sale traductorul debit-conductivitate, căruia îi corespunde în schema electrică grupul R_x, C_x. Într-o primă aproximaţie de calcul se va neglija influenţa capacităţii C_x, iar ulterior se va justifica această aproximaţie.

Traductorul de măsură prezintă iniţial (nivel de bază, înaintea introducerii hormonului sintetic) o valoare $R_{x0} = 1/G_{x0}$ în jurul căreia va varia apoi R_x în timpul înregistrării.

Problemele deosebite puse de proiectarea punţii constau în faptul că, spre deosebire de situaţiile obişnuite cînd variaţiile relative $\frac{\Delta G_x}{G_{x0}}$ în jurul valorii de echilibru sînt relativ mici, în cazul de faţă a fost necesar să se asigure o dependenţă liniară între semnalul de la ieşirea punţii ΔU şi variaţia $\Delta G_x = G_x - G_{x0}$, pentru o variaţie maximă de $\frac{\Delta G_x}{G_{x0}} \cdot 100 = 500\ \%$.

Echilibrarea punţii pentru diferite valori ale lui R_{x0} se realizează fin cu potenţiometrul P_1 de valoare maximă R, iar schimbarea scării se va face prin modificarea simultană a valorilor rezistenţelor R_s şi R_x (modificarea rezistenţei R_x se va realiza prin plasarea, în paralel cu aceasta, a unui grup de rezistenţe R_0).

Se utilizează alimentarea în curent alternativ (50 Hz) a punţii, astfel că şi problemele de amplificare şi detecţie care apar ulterior sînt mai uşor de soluţionat.

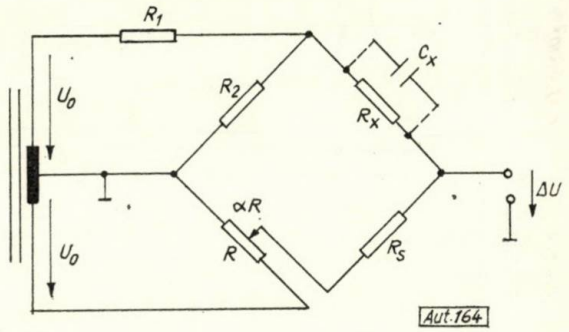


Fig. 4. Schema de principiu a punţii de măsură.

Puntea va trebui să asigure măsurarea variaţiilor ΔG_x în jurul unei valori de echilibru G_{x0}, situată într-una dintre gamele 0–10 μs, 0–100 μs, 0–1 000 μs.

Dacă se consideră $R_1 = 0$ şi $R_2 = R$, se poate face neglijarea:

$$R_x + R_s \gg \alpha (1 - \alpha) R. \qquad (2)$$

Introducînd notaţiile:

$$R_s = \frac{1}{G_s},\ R_x = \frac{1}{G_{x0} + \Delta G_x},$$

se obţine, în urma rezolvării unui sistem de ecuaţii, expresia tensiunii la ieşirea punţii:

$$U + \Delta U = \frac{G_{x0} - \alpha G_s + \Delta G_x}{G_{x0} + G_s + \Delta G_x} u_0. \qquad (3)$$

Condiţia de echilibru este deci :

$$G_{x0} = \alpha G_s. \tag{4}$$

Dacă este îndeplinită condiţia (4), variaţia tensiunii de la ieşire devine :

$$\Delta U = \frac{\Delta G_x}{G_{x0} + G_x + \Delta G_x} u_0. \tag{5}$$

Se observă că există o relaţie neliniară între variaţia ΔG_x şi variaţia tensiunii de ieşire ΔU.

Dacă :

$$G_x + G_s = (1 + \alpha) G_s \gg \Delta G_x, \tag{6}$$

se poate ajunge la o dependenţă aproximativ liniară :

$$\Delta U = \frac{\Delta G_x}{(1 + \alpha) G_s} u_0 \tag{7}$$

sau, ţinînd seamă că :

$$u_0 = U_0 \sqrt{2} \sin \omega t \tag{8}$$

şi notînd :

$$K \triangleq \frac{\sqrt{2} U_0}{(1 + \alpha) G_s}, \tag{9}$$

se obţine :

$$\Delta U = K \Delta G_x \sin \omega t. \tag{10}$$

Amplitudinea semnalului de la ieşire, de frecvenţă 50 Hz, este deci proporţională cu variaţia conductanţei ΔG_x.

Pentru a se asigura o dependenţă liniară şi pentru cazul cînd inegalitatea (6) nu este satisfăcută (în literatura medicală se arată că pot exista variaţii $\Delta G_x \leqslant 3G_{x0}$, de aceea noi ne-am impus în proiectare acoperitor $\Delta G_x \leqslant 5G_{x0}$) s-a plasat o rezistenţă de valoarea R_0 în paralel cu traductorul, aşa încît condiţia de echilibru devine :

$$G_{x0} + G_0 = \alpha G_s. \tag{11}$$

Pe baza acestui principiu s-au dedus valorile rezistenţelor punţii corespunzător celor trei game de măsură (fig. 12).

Într-o etapă următoare, se poate calcula tensiunea de ieşire a punţii, ţinînd seamă şi de influenţa capacităţii C_x a traductorului.

Notînd cu $\underline{U_2}$ tensiunea de ieşire, aceasta poate fi descompusă într-o componentă activă şi una reactivă :

$$\underline{U_2} = \underline{U_{2a}} + \underline{U_{2r}}, \tag{12}$$

în care :

$$\underline{U_{2a}} = \frac{(R_s - \alpha R_x)(R_s + R_x) + \omega^2 (C_x R_s R_x)^2}{(R_s + R_x)^2 + \omega^2 (C_x R_s R_x)^2} U_0 \, e^{j\omega t}, \tag{13}$$

$$\underline{U_{2r}} = \frac{\omega C_x R_s R_x^2 (1 + \alpha)}{(R_s + R_x)^2 + \omega^2 (C_x R_s R_x)^2} \underline{U_0} \, e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}. \tag{14}$$

Pentru valorile rezistenţelor alese pentru punte (fig. 12) şi pentru valorile obişnuite ale capacităţii C_x se arată că sînt verificate relaţiile :

$$\omega C_x \ll \frac{R_s + R_x}{R_s R_x}, \tag{15}$$

$$\omega C_x R_s R_x \ll \sqrt{|(R_s + R_x)(R_s - \alpha R_x)|}. \tag{16}$$

Pe baza acestor aproximaţii şi considerînd îndeplinită condiţia (11) de echilibru se obţin expresiile simplificate ale componentelor tensiunii de ieşire :

$$\underline{U_{2a}} = \frac{\Delta G_x}{(1 + \alpha) G_s} \underline{U_0} \, e^{j\omega t}, \tag{17}$$

$$\underline{U_{2r}} = \frac{\omega C_x}{(1 + \alpha) G_s} \underline{U_0} \, e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}. \tag{18}$$

Circuitul de intrare. Circuitul de intrare este constituit dintr-un dublu repetor pe emitor, care permite obţinerea unei impedanţe mari de intrare în comparaţie cu impedanţa de ieşire a punţii (fig. 5).

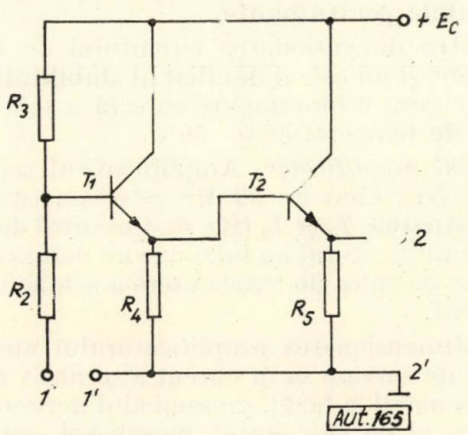


Fig. 5. Schema de principiu a repetorului dublu.

Rezistenţa R_2 are rolul de a realiza o anumită polarizare a tranzistorului T_1 (în lipsa ei, cînd se cuplează puntea, este posibil ca tranzistorul să se blocheze din cauza rezistenţei mici de ieşire a punţii).

Se poate construi o schemă echivalentă în curent alternativ a etajului de intrare, cu parametrii hibrizi h. Se pot neglija parametrii h_{12e1}; h_{12e2}; h_{22e2}. Se notează cu R'_s sarcina în curent alternativ a circuitului de intrare.

Rezultă, în urma rezolvării unui sistem de ecuaţii, expresia rezistenţei de intrare :

$$R_{intr} = R_2 + R_3 \| \left\{ h_{11e1} + \right.$$

$$\left. + (1 + h_{21e1}) \left[R_4 \left\| \frac{1}{h_{22e1}} \right\| (1 + h_{21e2}) (R_5 \| R'_s) \right] \right\}. \tag{19}$$

Utilizîndu-se pentru T_1, T_2 tranzistoarele BC 109B şi dimensionîndu-se convenabil rezistenţele schemei (fig. 12), se deduce :

$$R_{intr\ calc} = 2{,}16\ \text{MΩ}.$$

Măsurîndu-se experimental rezistenţa de intrare, s-a găsit :

$$R_{intr\ exp} = 2\ \text{MΩ}$$

Calculîndu-se rezistenţa de ieşire a punţii de măsură, se obţine expresia :

$$R_{ieşire} = R_x||R_0||[R_s + \alpha R||(1-\alpha)R]$$

(s-a făcut ipoteza că rezistenţa înfăşurării transformatorului de măsură este foarte mică).

Pentru cazul cel mai nefavorabil se obţine expresia impedanţei maxime de ieşire :

$$R_{ieşire} = 5{,}45\ K.$$

Deci circuitul de intrare satisface în cele mai bune condiţii cerinţa de a reprezenta o sarcină neglijabilă pentru punte.

Pentru dimensionarea circuitului de intrare s-a făcut şi un calcul detaliat al stabilităţii, spre a se asigura o funcţionare corectă a schemei în gama de temperaturi 0—50°C.

Etajul amplificator. Amplificatorul semnalului cu frecvenţa de 50 Hz este constituit din tranzistoarele T_3 şi T_4 (fig. 6). Circuitul de intrare şi amplificatorul nu introduc un defazaj suplimentar pe calea de transmitere a semnalului de măsurat.

În dimensionarea amplificatorului am ţinut seamă de sarcina sa în curent alternativ (detectorul sensibil la fază), de semnalul necesar la ieşire, ca şi de necesitatea menţinerii punctului de funcţionare într-un domeniu dat, în condiţii de dispersie a parametrilor şi de modificare a acestora cu temperatura (0—50°C). De asemenea, în alegerea valorilor condensatoarelor am ţinut seamă că frecvenţa minimă a benzii amplificatorului trebuie să fie inferioară frecvenţei de 50 Hz a semnalului.

Metodele de proiectare sînt clasice, ceea ce justifică prezentarea mai succintă.

Amplitudinea maximă a tensiunii la ieşirea amplificatorului este de 0,55 V.

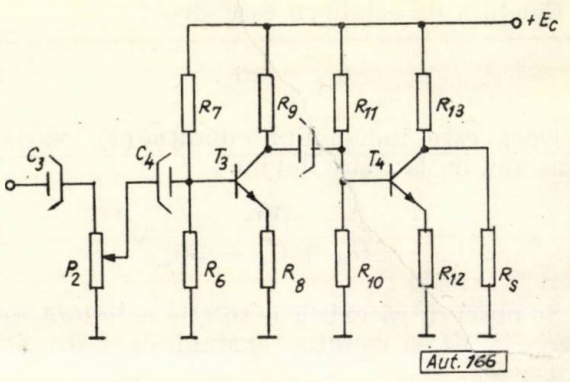


Fig. 6. Schema de principiu a amplificatorului.

Detectorul de nul sensibil la fază. Detectorul sensibil la fază (fig. 7) este compus din tranzistoarele T_5 şi T_6 care sînt comandate pe bază cu acelaşi semnal cu care se alimentează puntea de măsură (de fapt, cele două semnale de pe bazele tranzistoarelor T_5 şi T_6 sînt în antifază).

Motivarea introducerii detectorului în schemă constă în faptul că la ieşirea punţii de măsură se obţine, pe lîngă componenta activă a semnalului (relaţiile (13) şi (17)), şi o componentă reactivă (relaţiile (14) şi (18)) datorită capacităţii echivalente a traductorului. S-a arătat în cadrul prezentării aspectului tehnico-medical, că o echilibrare a capacităţii C_x n-ar fi eficientă datorită variaţiei valorii C_x în cursul unei aceleiaşi măsurări.

Detectorul sensibil la fază este alimentat cu tensiunea de la ieşirea amplificatorului.

Diodele D_3 şi D_4 au rolul de a proteja joncţiunile bază-emitor la aplicarea alternanţelor negative pe baze.

După cum se va arăta mai departe, componenta medie a semnalului la ieşirea detectorului sensibil la fază este nulă pentru componenta reactivă a semnalului u_1 şi depinde numai de tensiunea activă aplicată la intrare (în fază cu tensiunea de referinţă a detectorului), adică de semnalul care conţine informaţia privitoare la variaţia conductanţei.

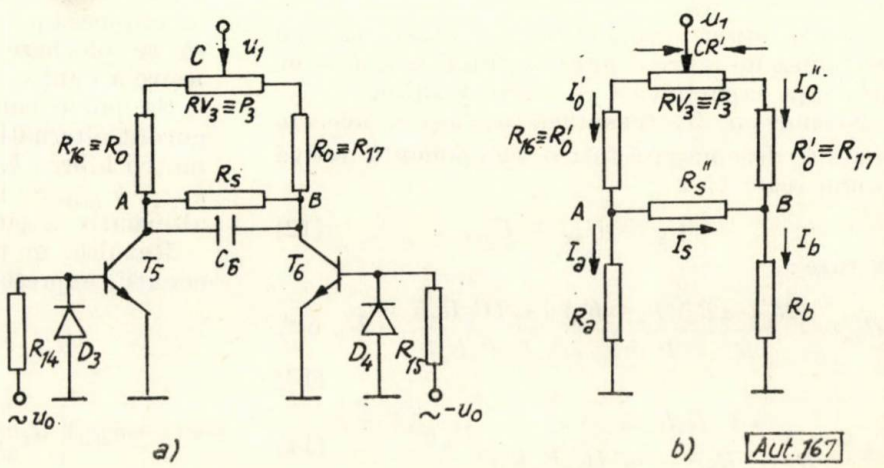


Fig. 7. Detectorul sensibil la fază : *a*) schema de principiu ; *b*) schema echivalentă

Pentru calculul tensiunii u_{AB} obţinută la ieşirea detectorului vom considera iniţial cazul cînd nu există semnal la intrare şi lipseşte din schemă condensatorul C_6.

Se poate construi schema echivalentă din figura 7, b, în care tranzistoarele T_5 şi T_6 sînt reprezentate prin rezistenţele echivalente R_a şi R_b. Acestea vor avea semnificaţia rezistenţei $r_{CE\,sat}$ cînd tranzistorul este saturat şi, respectiv, a rezistenţei r_{CEO} dintre colector şi emitor a tranzistorului blocat. Vom presupune că se realizează prin potenţiometrul R_{v3} (de valoare R'), o echilibrare a detectorului, aşa încît în absenţa semnalului u_1 de la intrare, tensiunea de ieşire medie U_{AB} să fie nulă.

Cînd pe baza tranzistorului T_5 tensiunea devine pozitivă, tranzistorul se saturează şi colectorul A este adus la potenţialul mesei. Astfel, în timpul acestei alternanţe, tensiunea u_{AB} este negativă faţă de masă. Corespunzător, în cealaltă alternanţă, tranzistorul T_6 este saturat şi tensiunea u_{AB} devine pozitivă.

Dacă se consideră $r_{CE\,sat} \cong 0$, $r_{CEO} \cong \infty$, se obţine :

$$u_{AB} = \frac{-R_s''}{R_s'' + R_0' + \frac{R'}{2}} U_{10} \text{ pentru } 2K\frac{\pi}{\omega} \leqslant$$

$$\leqslant t \leqslant (2K+1)\frac{\pi}{\omega}, \qquad (20)$$

şi :

$$u_{AB} = \frac{R_s''}{R_s'' + R_0' + \frac{R'}{2}} U_{10} \text{ pentru}$$

$$(2K+1)\frac{\pi}{\omega} \leqslant t \leqslant (2K+2)\frac{\pi}{\omega}, \qquad (21)$$

în care U_{10} reprezintă valoarea tensiunii de repaus (în lipsa semnalului alternativ) la cursorul C al potenţiometrului R_{v3}, R' — valoarea maximă a potenţiometrului, iar R_s'' — sarcina detectorului reprezentată de instrumentul de măsură sau de înregistrator.

Se obţine deci valoarea medie a tensiunii la ieşire nulă (fig. 8, b) : $U_{AB} = 0$.

Dacă se presupune acum aplicat în punctul C şi un semnal alternativ, care poate fi în fază sau în antifază cu semnalul de referinţă, şi se consideră amplitudinea sa U_1, tensiunea totală de la intrarea detectorului (în punctul C) va fi :

$$u_1 = U_{10} + \varepsilon U_1 \sin \omega t ; \qquad (22)$$

$\varepsilon = +1$, pentru cazul cînd tensiunea de la ieşirea punţii este în fază cu tensiunea de referinţă ;

$\varepsilon = -1$, pentru cazul cînd semnalul de la ieşirea punţii este în antifază cu semnalul de referinţă.

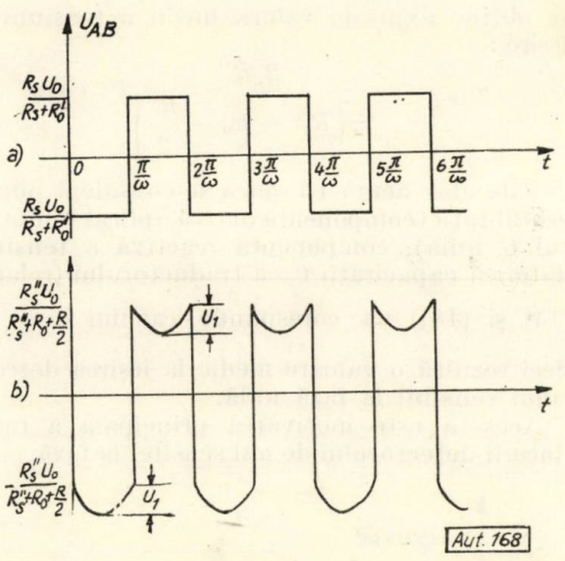


Fig. 8. Forma de undă a tensiunii de la ieşirea detectorului : *a*) în lipsa semnalului de intrare şi a condensatorului C_6 ; *b*) în prezenţa semnalului (componenta în fază cu tensiunea de referinţă) şi fără condensatorul C_6.

Se deduce acum că forma tensiunii u_{AB} este :

$$u_{AB}(t) = -\frac{R_s''}{R_s'' + R_0' + \frac{R'}{2}} [U_{10} + \varepsilon U_1 |\sin \omega t|]$$

pentru

$$2K\frac{\pi}{\omega} \leqslant t \leqslant (2K+1)\frac{\pi}{\omega}, \qquad (23)$$

$$u_{AB}(t) = \frac{R_s''}{R_s'' + R_0' + \frac{R'}{2}} [U_{10} - \varepsilon U_1 |\sin \omega t|]$$

pentru

$$(2K+1)\frac{\pi}{\omega} \leqslant t \leqslant (2K+2)\frac{\pi}{\omega} \qquad (24)$$

Forma de undă este reprezentată în figura 8 b. (pentru $\varepsilon = +1$).

Valoarea medie a tensiunii U_{AB} la ieşirea detectorului sensibil la fază va fi :

$$U_{AB} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{AB}(t)\, d\omega t ; \qquad (25)$$

rezultă :

$$U_{AB} = -\frac{2\varepsilon}{\pi}\frac{R_s''}{R_s'' + R_0' + \frac{R'}{2}} U_1 . \qquad (26)$$

Dacă se consideră acum cazul general cînd se aplică la intrarea detectorului o tensiune :

$$u_1 = U_{10} + U_1 \sin(\omega t + \varphi), \qquad (27)$$

se obţine expresia valorii medii a tensiunii la ieşire :

$$u_{AB} = -\frac{2\,R_s''}{\pi\left(R_s'' + R_0' + \dfrac{R'}{2}\right)} U_1 \cos\varphi \quad (28)$$

Este clar acum că, dacă se consideră puntea echilibrată (componentă activă aplicată în punctul C nulă), componenta reactivă a tensiunii datorită capacităţii C_x a traductorului (relaţiile (14) şi (18)) va corespunde cazului $\varphi = \dfrac{\pi}{2}$; deci rezultă o valoare medie la ieşirea detectorului sensibil la fază nulă.

Aceasta este motivarea principală a introducerii detectorului de nul sensibil la fază.

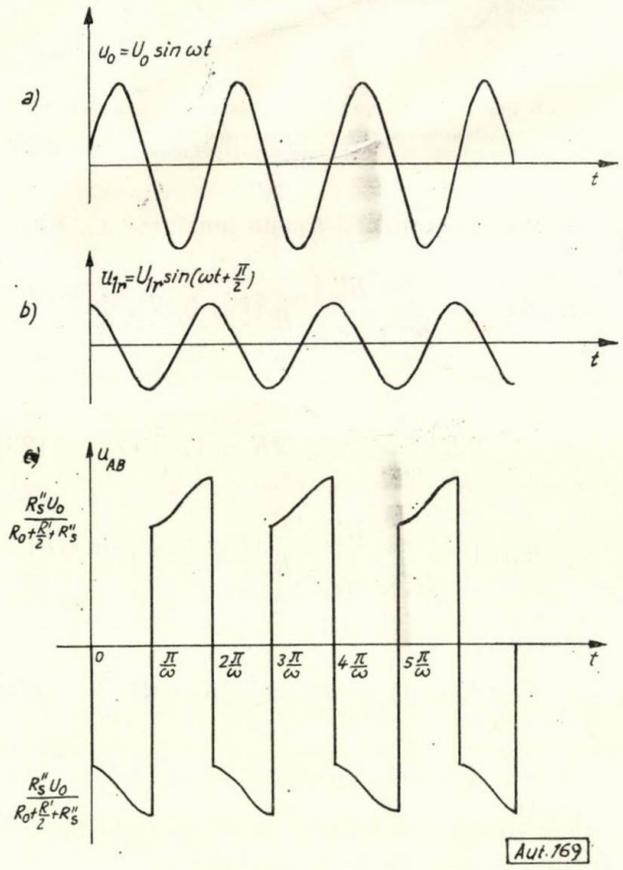


Fig. 9. Formele de undă ale semnalelor la detector pentru cazul componentei reactive aplicate la intrare (în absenţa condensatorului C_6) :
a) tensiunea de referinţă ; *b*) tensiunea alternativă la intrarea detectorului (componenta reactivă) ; *c*) tensiunea de ieşire a detectorului.

Rolul condensatorului C_6 în schemă este de a reduce pe cît posibil variaţiile în timp ale tensiunii $u_{AB}(t)$ şi de a da la ieşire o tensiune axată pe valoarea ei medie.

În ipoteza semnalului alternativ de intrare în nul, s-au dedus, în urma rezolvării unor ecuaţii diferenţiale, corespunzător celor două intervale ale perioadei semnalului, formele de undă ale tensiuni u_{AB}. Se obţine o variaţie de tip exponenţial (fig. 10).

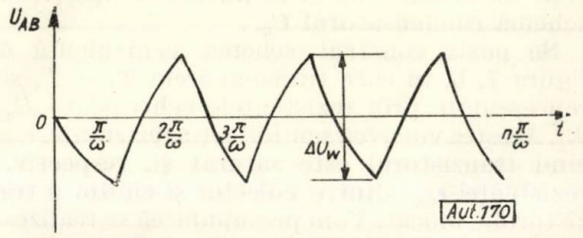


Fig. 10. Forma de undă a semnalului de la ieşirea detectorului în prezenţa condensatorului C_6 (semnalul alternativ la intrare nul).

Se poate calcula amplitudinea vîrf la vîrf a variaţiei de tensiune :

$$\Delta U_{vv} = \frac{2\,R_s''}{R_s'' + R_0' + \dfrac{R'}{2}}\left(1 - e^{-\frac{\pi}{\omega}} \cdot \frac{R_s'' + R_0' + R'/_2}{R_s''\, C_6 (R_0' + R'/_2)}\right). \quad (29)$$

Pentru valorile pieselor schemei se obţine $\Delta U_{vv} = 50$ mV ; experimental s-a măsurat $\Delta U_{vv} = 50$ mV.

În proiectare s-a urmărit dimensionarea elementelor montajului astfel încît această mărime să fie minimă.

Etajul de alimentare. În figura 11 este reprezentată schema de principiu a etajului de alimentare.

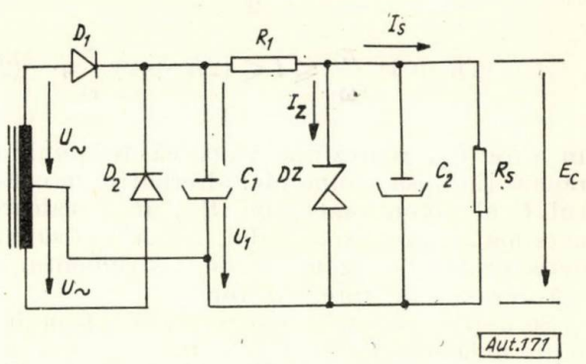


Fig. 11. Schema de principiu a etajului de alimentare.

S-a adoptat varianta de stabilizator parametric folosind dioda Zener DZ 308. Este proiectat pentru a debita un curent de 12 mA la o tensiune de 7 V. Prin condensatorul C_2 se realizează un filtraj foarte bun al tensiunii redresate.

Transformatorul de reţea este prevăzut pentru aplicarea în primar a tensiunilor de 120 V sau 220 V. În secundar are dispuse înfăşurări pentru obţinerea tensiunilor de 2 × 9 V (utilizată de redresor) şi, respectiv, de 2 × 6,3 V pentru alimentarea punţii de măsură şi pentru tensiunea de referinţă a detectorului sensibil la fază.

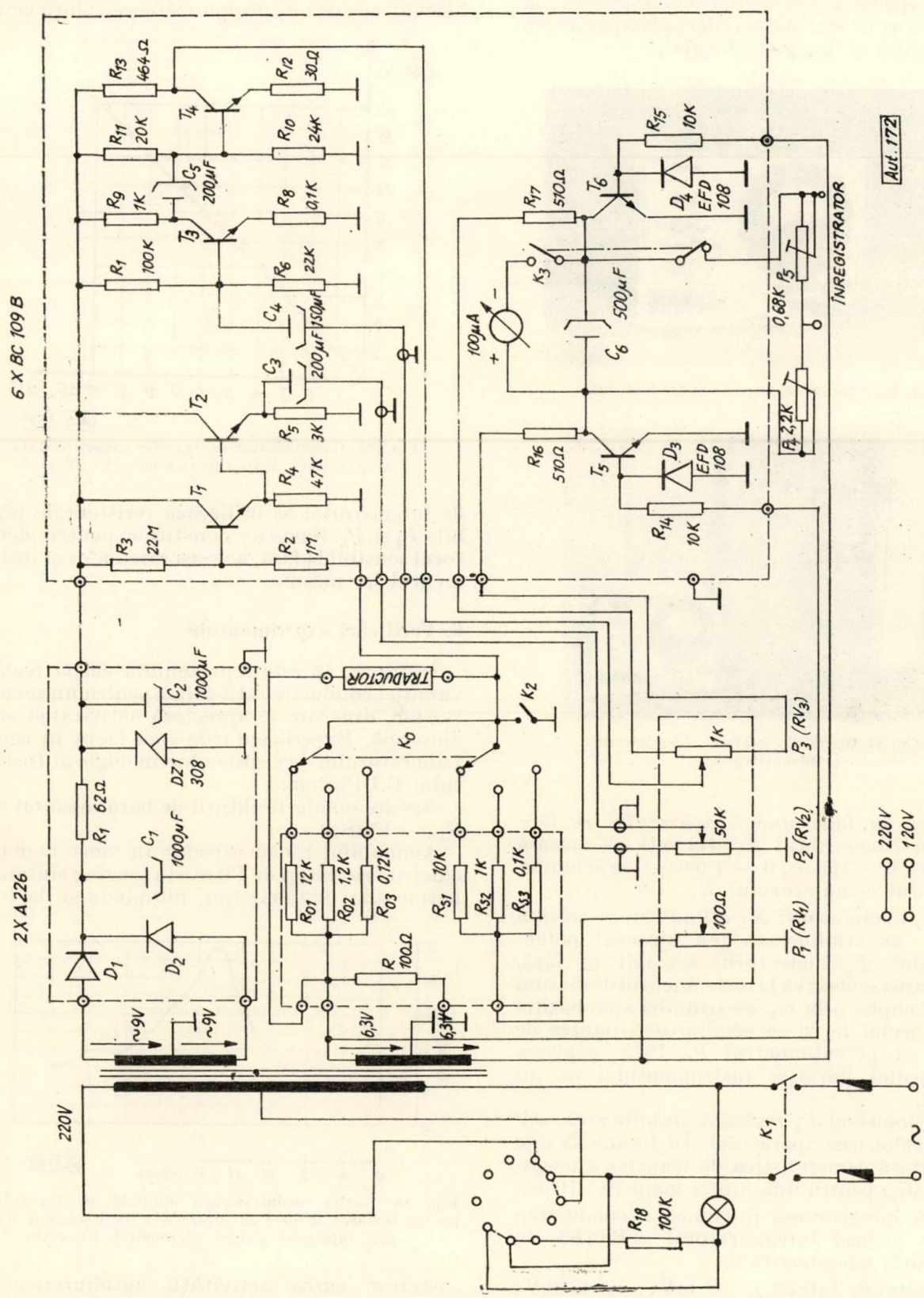


Fig. 12. Schema completă de principiu a blocului electronic.

5. Descrierea aparatului

În figura 12 este prezentată schema de principiu completă a aparatului electronic, iar în figurile 13 şi 14 sînt date vederi ale aparatului, traductorului şi înregistratorului.

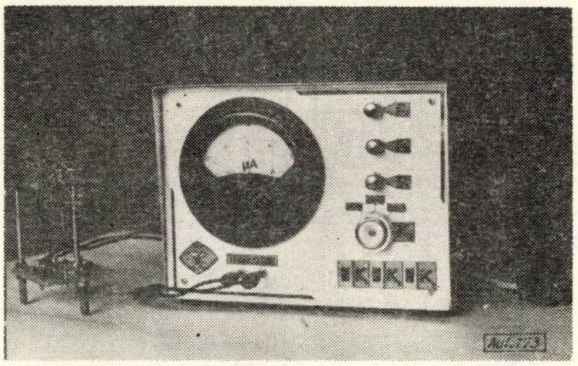


Fig. 13. Aparatul electronic şi traductorul.

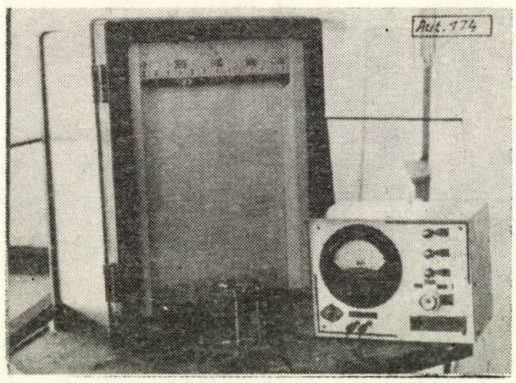


Fig. 14. Aparatul electronic, traductorul şi întregistratorul.

Punerea în funcţiune a aparatului se face acţionînd comutatorul K_1. Gamele de măsură 0 — 10 μs, 0 — 100 μs, 0 — 1 000 μs, se schimbă cu ajutorul comutatorului K_0.

Iniţial, comutatorul K_2 aflîndu-se pe poziţia „închis", se echilibrează (cu ajutorul potenţiometrului P_3) detectorul sensibil la fază. Echilibrarea se observă la instrumentul de măsură care este cuplat prin K_3. Se schimbă apoi poziţia comutatorului K_2 şi se echilibrează puntea de măsură cu potenţiometrul P_1. Prin cuplarea traductorului, deviaţia instrumentului va indica G_{x0}.

Potenţiometrul P_2 reglează amplificarea, asigurînd etalonarea aparatului. În figura 15 este reprezentată caracteristica de transfer a aparatului $\theta(\Delta G_x)$ pentru una dintre game (0—10 μs).

Pentru înregistrarea dinamică a conductivităţii s-a utilizat înregistratorul ekBTIEN cu următoarele caracteristici :

— semnal de intrare : — 2 mV... + 47 mV ;

— viteza de deplasare a hîrtiei : 20 mm/h, 200 mm/h, 600 mm/h, 1 200 mm/h, 1 600 mm/h ;

— rezistenţa generatorului de semnal care se aplică înregistratorului : $R_g = 200\Omega$.

Pentru a se realiza o rezistenţă de ieşire a blocului electronic corespunzătoare valorii cerute

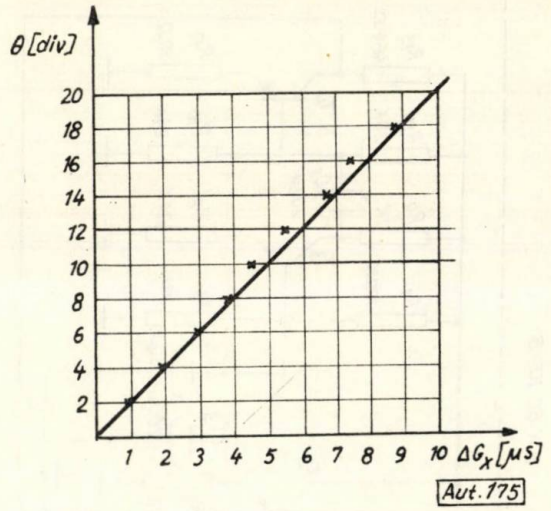


Fig. 15. Caracteristica de transfer experimentală a aparatului $\theta(\Delta G_x)$ pentru gama 0—10 μs.

de înregistrator se utilizează rezistenţele reglabile P_4 şi P_5. Suma lor constituie, pentru detectorul sensibil la fază, aceeaşi sarcină ca şi instrumentul de măsură.

6. Verificări experimentale

În figura 16 este reprezentată curba reală a variaţiei conductivităţii urinei pentru un şobolan Wistar, din care se apreciază activitatea antidiuretică. Experimentările s-au făcut în cadrul Laboratorului de neuroendocrinologie al Institutului C.I.Parhon.

Nivelul conductibilităţii de bază măsurat este $G_{x0} = 15\mu S$.

Animalului i s-au injectat în vena femurală cinci microunităţi de Pitressin (analog sintetic al hormonului antidiuretic), obţinîndu-se la înregistrator curba activităţii antidiuretice din figura 16, caracterizată printr-o variaţie maximă faţă de nivelul de bază : $\Delta G_{x\,max} = 34$ μS, deci

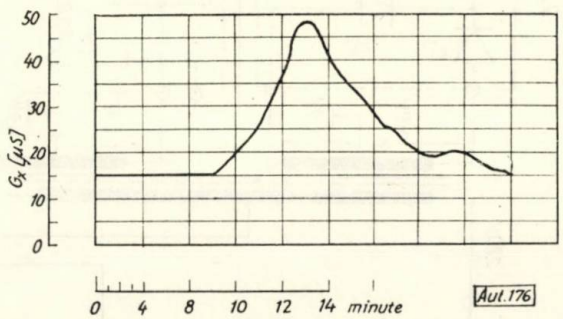


Fig. 16. Curba conductivităţii obţinută pe înregistrator pentru testarea la efect antidiuretic a unui şobolan Wistar, prin injectarea a cinci microunităţi Pitressin.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Noi produse

Diodele de comutaţie ROD—4009

La C.C.P.C.E. au fost omologate la sfîrşitul anului 1972 şi au intrat în producţia de serie mică în cursul acestui an diodele de comutaţie ROD—4009.

ROD—4009 sînt diode de semnal mic şi au fost realizate prin tehnologie planară pe siliciu epitaxial de tip N. Micşorarea timpului de comutare se realizează prin introducerea unor centri de recombinare furnizaţi de aurul care se difuzează în dispozitiv.

Diodele pot fi folosite în diferite montaje de comutaţie de mare viteză: circuite logice, circuite basculante, decodificatoare de comandă a memoriilor din calculatoare, convertoare tensiune-frecvenţă.

La ora actuală, diodele de comutaţie ROD—4009 sînt prezentate în capsulă metalică To—18. Proiectarea structurii este de aşa natură încît această capsulă nu afectează parametrii electrici şi în special comportarea la înaltă frecvenţă, care sînt comparabili cu cei ai diodelor produse de firmele străine SESCOSEM, PHILIPS etc. sub denumirea de 1N——4009.

În continuare sînt prezentaţi parametrii electrici principali ai acestor dispozitive:

Tensiunea de străpungere	$V_{BR\,min}$ 35 V	la I_R=10μA
Curentul invers	$I_{R\,max}$ 100 nA	la V_R = 25V
Tensiunea directă	$V_{F\,max}$ 1V	la I_F =30 mA
Curentul direct continuu permanent	I_F = 115 mA	
Capacitatea joncţiunii	$C_{j\,max}$ 4pF	la V_R=OV f=1MHz
Timpul de comutaţie inversă (în tensiune)	$t_{rr\,max}$ 4ns	I_F = 10 mA, V_R = 6V, R_1 = 100Ω
Timpul de comutaţie inversă (în curent)	$t_{rr\,max}$ 2 ns	I_F = 10 mA, I_R = 10mA

Calitatea superioară a diodelor este asigurată prin verificări periodice ale rezistenţei la solicitările mecanoclimatice şi electrice ce apar în cursul funcţionării în aparatura electronică.

Norma de produs prevede 3 încercări de durată (1000 ore) în funcţionare: în blocare la tensiune nominală, funcţionare în conducţie la curentul direct continuu permanent şi stocare la temperatura maximă admisibilă.

Diodele sînt supuse de asemenea unor solicitări de scurtă durată, dar avînd o intensitate mult mai mare decît cele întîlnite în funcţionarea normală. De exemplu: se fac probe de căldură umedă (T = 40°C, umiditate relativă 93%), acceleraţie constantă prin centrifugare (de 20 000 de ori mai mare decît acceleraţia gravitaţională), şocuri mecanice şi termice etc.

ing. *Melania Rădulescu*

Produse existente în fabricaţia curentă

Elemente de calcul fabricate în R.S.R. de către FEA

Pentru realizarea automatizărilor industriale sînt necesare deseori convertiri sau combinări de mai mulţi parametri pe baza unor formule algebrice date.

În cele ce urmează sînt indicate şi descrise sumar dispozitivele electronice — denumite genetic elemente de calcul — care sînt fabricate în ţară de către fabrica de elemente de automatizare (FEA). Pentru o descriere amănunţită a acestor elemente de calcul se va cere fabricantului cataloagele respective.

Unele caracteristici sînt generale şi se vor indica în cele ce urmează înainte de descrierea fiecărui element. Alimentarea elementelor trebuie făcută cu 220V ±10% 50 sau 60 Hz. Montarea se poate face pe perete şi pe spatele panoului. Pentru unele din ele (ELX 210 şi ELX 240), montarea se poate face şi pe suport de ţeavă de 1"—2". Temperatura mediului trebuie să fie cuprinsă între —10°C...45°C, iar umiditatea aerului 65%±26%. În unele cazuri (ELX 221, ELX 231, ELX 241), temperatura mediului trebuie să fie cuprinsă între 0°C—45°C. Amplasarea trebuie prevăzută în locuri ferite de vibraţii, vapori corosivi, gaze sau radiaţii termice intense. Accesoriile necesare montării şi conectării în instalaţii se livrează în mod normal, manualele cu instrucţiuni numai pe bază de comandă fermă. Unele accesorii speciale, precum ştuţul pentru purjare cu aer, se livrează de asemenea numai la cerere.

Element de adunare — scădere ELX 210. Acest element este destinat adunării şi/sau scăderii a 2,3 sau 4 semnale unificate 2—10 mA c.c., furnizînd la ieşire un semnal unificat 2—10 mA c.c. corespunzător operaţiei efectuate. Formula după care se fac operaţiile este următoarea:

$$I_0 = \pm K_1 i_1 \pm K_2 i_2 \pm K_3 i_3 \pm K_4 i_4,$$

în care I_0 este semnalul de ieşire 2—10 mA c.c., i_1—i_4 sînt semnalele de intrare 2—10 mA c.c. şi K_1—K_4 coeficienţi de pondere stabiliţi prin precizarea iniţială a elementului avînd o valoare mai mică de 10.

Precizia elementului este 0,5%, greutatea aprox. 8 kg, puterea consumată 10VA, dimensiunile frontale 320×275 mm.

Extractor de radical ELX 220. Este destinat instalaţiilor de măsurare a debitelor în cazul folosirii metodei căderilor de presiune, permiţînd convertirea semnalului de ieşire al traductoarelor de presiune diferenţială într-un semnal proporţional cu debitul măsurat. Relaţia pe care o realizează elementul este:

$$I_{ies.} = K \quad I_{intr.} - 2 + 2 \text{ mA},$$

în care I_{ies} este curentul de ieşire (2—10 mA c.c.), I_{intr} este curentul de intrare (2—10 mA c.c.) şi K un factor de proporţionalitate pentru încadrarea semnalului de ieşire în gama 2—10 mA c.c. Precizia elementului este de 1% pentru semnalul de ieşire în domeniul 20%—100%.

Puterea consumată este 8VA şi greutatea 8 kg. Elementul se montează pe spatele panoului cu aparatură. Dimensiunile frontale: 244×230 mm.

Extractor de radical ELX 221. Acest element realizează integral funcţiunile elementului precedent ELX 220, asigurînd însă performanţe îmbunătăţite şi anume o precizie de 0,5% în loc de 1%, ceea ce îl face recomandabil în aplicaţii mai pretenţioase. Restul caracteristicilor sînt aceleaşi ca şi ale elementului ELX 220.

Element de înmulţire — împărţire ELX 230. Formula de calcul a acestui element este:

$$I_e = \frac{K_1(x-2)(y-2)}{K_2(z-2)} + 2 \text{ mA},$$

în care I_e este curentul de ieşire 2—10mA c.c.; x, y şi z sînt semnale de intrare 2—10mA c.c. şi K_1, K_2 coeficienţi rezultînd din calcul $0{,}5 \frac{K_1}{K_2}$ 2. Precizia este 0,5% pentru 50% —

—100% din domeniu şi 1% pentru 20% — 50% din domeniu. Puterea consumată este de 15 VA şi greutatea de 9 kg. Aparatul permite şi ridicarea la pătrat a unui semnal, eventual combinată cu o împărţire. Dimensiunile frontale: 369×297 mm.

Element de împărţire ELX 231. Formula de calcul a elementului este:

$$I_e = K \frac{I_1}{I_2},$$

în care I_e este semnalul de ieşire 2—10 mA c.c. şi I_1, I_2 semnale de intrare 2—10 mA c.c., iar K un coeficient pentru stabilirea valorii curentului de ieşire. Puterea consumată este de 10 VA şi greutatea 4 kg. Intrarea pentru intrarea semnalului I_2 este izolată galvanic faţă de intrarea semnalului I_1. Montarea se face pe perete sau pe spatele panoului cu aparatura în încăperi închise şi în locuri lipsite de vibraţii. Fabrica poate executa acest element şi pentru alte variante de semnal unificat. Dimensiunile frontale: 244×230 mm.

Element de compensare ELX 240. Măsurarea debitelor de gaze şi lichide în instalaţiile industriale se realizează comod prin metoda căderii de presiune (cu diafragmă), precizia fiind satisfăcătoare dacă variaţiile temperaturii şi presiunii sînt mici. În cazul unor variaţii mari de temperatură şi presiune, erorile de măsurare cresc considerabil şi, pentru compensarea acestora, a fost elaborat elementul ELX 240. El se întrebuinţează deci pentru compensarea semnalului de măsură cînd temperatura şi presiunea variază în limite largi faţă de valorile lor nominale luate în considerare la proiectarea diafragmei.

Formulele de calcul ale elementului sînt:

$I_e = (I_i - 2)\frac{T_0}{T} + 2\text{mA}$ pentru compensare de temperatură;

$I_e = 4V_i \frac{T_0}{T} + 2$ mA pentru compensare de temperatură şi presiune,

în care:

I_e este semnalul de ieşire 2—10 mA c.c.;

I_i şi V_i — semnale de intrare;

T_0 — temperatura standard de proiectare a diafragmei;

T — temperatura reală a fluidului.

Precizia compensării este ± 0,5% pentru T_0 20°C şi de ±1% pentru T_0 20°C. Puterea consumată este de 10 VA şi greutatea elementului de 8 kg. Dimensiunile frontale: 320×275 mm.

Element de înmulţire ELX 241. Acest element este destinat operaţiei de înmulţire a două semnale analogice, realizînd la ieşire un semnal unificat proporţional cu produsul acestora Formula de calcul este:

$$I_e = K\, I_1 I_2,$$

în care I_e este semnalul de ieşire 2—10 mA c.c., $I_1 I_2$ semnalele de intrare 2—10 mA şi K un coeficient pentru încadrarea semnalului în gama de 2—10 mA c.c. Precizia de calcul este 1%.

Puterea consumată este de 10 VA greutatea 4 kg. Semnalul 2 este separat galvanic faţă de semnalul 1. Dimensiunile frontale: 244×230 mm.

Element integrator extractor de radical seria ELI 103. Acest element este destinat utilizării în instalaţiile de măsurare a debitelor de fluide cu traductoare de presiune diferenţială, efectuînd cu o precizie deosebită atît extragerea rădăcinii pătrate cît şi integrarea pentru contorizarea debitului. Elementul se realizează în două variante principale, deosebite prin precizia integratorului, şi anume tipul ELI 103 de precizie medie (1%) şi ELI 103 S de precizie ridicată (0,5%); semnalul de intrare este 2—10 mA c.c. Capacitatea de integrare: afişează cifra 100 după o oră de integrare cu semnal de intrare maxim adică 10 mA. Precizia este 1% pentru ELI 103 pentru un semnal de intrare mai mare de 4% din gamă, şi de 0,5% pentru ELI 103S pentru semnal de intrare mai mare de 1% din gama de semnal unificat. Puterea consumată 11 VA şi greutatea de 6 kg. Dimensiunile frontale: 158×79 mm.

Element integrator liniar ELI 112. Elementul este destinat integrării, cu precizie ridicată, a debitelor sau altor mărimi prin convertirea semnalului primit de la traductoare în impulsuri de frecvenţă proporţională cu mărimea de măsurat. Semnalul de intrare este 2—10 mA c.c. Capacitatea de integrare: afişează cifra 100 după o oră de integrare cu semnal de intrare maxim de 10 mA. Preciza este de 1% pentru semnal de intrare mai mare de 4% din domeniul de semnal unificat. Puterea consumată 10 VA şi greutatea 6 kg. Dimensiunile frontale: 158×79 mm.

Ing. *I. Papadache*

Diode redresoare cu siliciu tip F fabricate la IPRS-Băneasa

În numărul 5 al revistei „Automatica şi electronica" din septembrie-octombrie 1972 a fost prezentată seria completă de diode redresoare cu siliciu şi radiatoarele aferente fabricate la IPRS-Băneasa. Au fost indicate însă numai unele mărimi de caracterizare ale diodelor care să permită formarea unei imagini de ansamblu asupra performanţelor de regim staţionar şi tranzitoriu, pentru informarea utilizatorilor. Pentru proiectarea unor aplicaţii concrete, pentru întreţinerea unor instalaţii echipate cu diode de altă fabricaţie sau pentru înlocuirea importului de diode folosite în echipamentele aflate în producţie, aceste informaţii tehnice nu sînt suficiente.

Facilitarea relaţiilor tehnice şi comerciale între fabricantul de diode redresoare şi beneficiarii lui (proiectanţi, producători de echipamente şi utilizatori ai acestora) necesită cunoaşterea performanţelor acestor componente în aplicaţii generale sau speciale de redresare, redactate într-un limbaj comun bine definit, şi sublinierea unor aspecte referitoare la caracterizarea dispozitivelor semiconductoare, împărţirea responsabilităţilor între parteneri, controlul calităţii şi recepţia produselor, folosirea cataloagelor şi foilor de catalog etc. Vom prezenta în continuare informaţiile necesare utilizatorilor pentru fiecare tip de diodă redresoare, abordînd succesiv, în acest număr şi în apariţiile viitoare ale revistei, aspectele subliniate mai sus.

Gama posibilităţilor de utilizare a unei diode este mărginită de limitări fizice proprii acesteia. Pentru ghidarea utilizatorilor, fiecare fabricant, investind mijloace financiare importante, transpune aceste limitări fizice în mărimi măsurabile care permit să se verifice că dispozitivul funcţionează în condiţii care corespund posibilităţilor lui. Aceste valori limită, determinate de fabricant pentru a obţine o funcţionare satisfăcătoare a diodei, rezultă dintr-un compromis între performanţe ridicate şi fiabilitate.

În caracterizarea diodelor redresoare discutate s-a adoptat „sistemul de valori limită absolute" definit în publicaţia CEI nr. 134, pentru împărţirea responsabilităţilor cu beneficiarii, astfel încît să se asigure nedepăşirea limitelor dispozitivelor în condiţiile de exploatare. În urma experienţei acumulate este utilă reamintirea unor stipulări din publicaţia amintită.

Caracteristica este o mărime măsurabilă proprie dispozitivului. O astfel de mărime poate fi electrică, mecanică, termică, hidraulică, electromagnetică sau nucleară şi poate fi tradusă într-o valoare numerică în condiţii indicate sau cunoscute. O caracteristică poate fi de asemenea un ansamblu de valori legate între ele şi care se reprezintă în general grafic.

Valoarea limită este o valoare care fixează fie o posibilitate limită, fie o condiţie limită pentru un dispozitiv electronic. Ea este determinată pentru valori specificate ale condiţiilor exterioare şi de funcţionare şi poate fi exprimată în orice formă adecvată (condiţiile limită pot fi maximale sau minimale).

Sistemul de valori limită este ansamblul principiilor pe baza cărora sînt determinate valorile limită şi se face interpretarea lor.

În acest sistem, valorile indicate sînt limite ale condiţiilor exterioare şi de funcţionare aplicabile unei diode precizate prin datele publicate şi stabilesc domeniul de utilizare în care se aplică garanţiile fabricantului. Este indispensabil ca limitele să fie observate simultan, să nu fie depăşite în cele mai defavorabile condiţii posibile; nu se admit compensaţii mutuale la depăşirea unei valori limită.

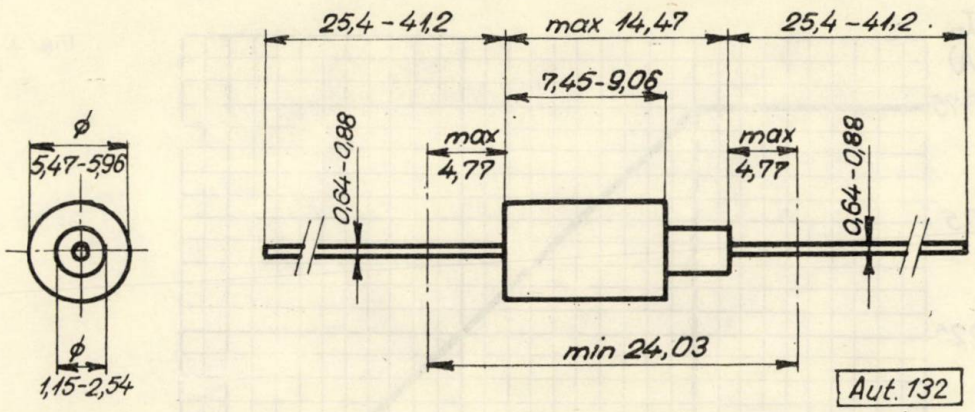


Fig. 1. Capsula DO—13.
Note : 1. Diametrul nu este controlat în zona max. 4,77.
2. Lungimea axială minimă pe care se pot îndoi terminalele în unghi drept este 24,03.

Pentru o funcţionare satisfăcătoare a dispozitivului, responsabilităţile se împart astfel :

— fabricantul determină şi garantează valorile limită şi caracteristicile dacă se respectă precizările de mai sus, dar nu îşi asumă nici o responsabilitate legată de variaţiile datorite aparatului în care funcţionează dioda sau de condiţiile exterioare şi de modificarea condiţiilor de utilizare cauzată de ignorarea dispersiei caracteristicilor diodei considerate sau ale altor dispozitive din acelaşi echipament ;

— utilizatorul trebuie să-şi proiecteze aparatul pentru ca, la punerea în funcţiune şi în exploatare, nici o limită să nu fie depăşită pentru nici o diodă, în cele mai defavorabile condiţii de lucru, condiţiile de lucru fiind influenţate de fluctuaţiile tensiunilor de alimentare, dispersia caracteristicilor altor componente, modificarea reglajelor sau sarcinii, variaţia condiţiilor exterioare etc.

Valorile limită şi caracteristicile care vor fi prezentate pentru tipurile de diode redresoare vor putea fi corect folosite numai dacă li se cunosc definiţiile şi sensurile, reţinînd că orice deviaţie de la condiţiile de testare specificate poate modifica valoarea parametrilor (se vor utiliza simbolurile din publicaţia CEI nr. 148 şi definiţiile din publicaţia CEI nr. 147).

Informaţii asupra diodelor F. Iniţial, din tipul F de diode redresoare s-au fabricat numai sorturile F 407, F 107. Pentru acoperirea uniformă a plajei de tensiuni inverse, oferindu-se astfel beneficiarilor o gamă mai mare de produse aşa încît alegerea diodei F pentru o aplicaţie dată să fie optimă din punctul de vedere al raportului performanţe-preţ, s-a diversificat gama de fabricaţie. Au fost elaborate şi omologate pe baza NID 2854—71 sorturile F 307, F 207, F 087, F 057, care diferă de cele iniţiale prin valorile limită absolute de tensiune inversă.

Diodele redresoare tip F sînt diode cu siliciu dublu difuzate montate în capsule metalice cu trecere izolantă de sticlă tip DO—13. Ele au terminalele din conductor suplu de cupru şi sînt cositorite pentru funcţionarea în medii corosive. Catodul lor este conectat electric la capsula metalică, iar anodul este izolat. Marcajul conţine simbolul numelui fabricantului, sensul de conducţie şi indicativul sortului imprimat în clar pe corpul diodei.

Diodele tip F satisfac solicitările de funcţionare conforme cu valorile lor limită fără să fie necesară utilizarea unui radiator ; evacuarea căldurii degajate la nivelul joncţiunii se produce prin convecţie naturală în aer liber (fig. 2). Pentru a realiza o funcţionare la o temperatură a joncţiunii mai scăzută, în aceleaşi condiţii de temperatură ambiantă şi putere disipată, se recomandă conectarea terminalului catodic, prin care se transferă în exterior cea mai mare parte a căldurii, pe corpuri metalice care propagă bine căldura şi scurtarea lungimii acestuia, însă nu sub 10 mm.

Referitor la valorile limită şi caracteristicile mecanice se fac următoarele precizări :

— terminalele suportă eforturi de tracţiune şi pliere în conformitate cu STAS 8393/11—70 (tracţiune 10 N, două plieri) ;

— pentru conectarea în montaj se recomandă lipirea cu aliaj de cositor (diodele sînt testate pe baza STAS 8393/15—70, metoda băii de lipire) ;

— distanţa minimă de îndoire a terminalelor faţă de corpu diodei este indicată în nota 2 la figura 1 ;

— valorile limită de şocuri, vibraţii şi solicitări climatice sînt detaliate în NID 2854—71—Diode redresoare seria F ;

— greutatea diodei este circa 1,5 g ;

— desenul capsulei diodei cu toleranţele adecvate este redat în figura 1.

În tabela 1 sînt date *valorile limită absolute electrice. Valorile limită absolute de temperatură* (pentru toate sorturile) sînt :

temperatura ambiantă de stocare t_{amb} : — 55...+ 125°C : temperatura ambiantă de funcţionare t_{amb} : —40 ...+ + 125°C.

Caracteristicile electrice sînt prezentate în tabela 2.

Tabela 1

Valori limită absolute electrice, la t_{amb} = 25°C, cu excepţia altor specificaţii

Sort	I_F direct continuu (A)	I_0 mediu redresat (A)	$V_{RWM} = V_R$ (V)	V_{RRM} (V)	V_{RSM} (V)	Curent direct de vîrf (A)	
						I_{FRM} repetitiv	I_{FSM} supra-sarcină, 10 ms
F 407	1	0,75	800	1000	1200	4	30
F 307	1	0,75	600	750	900	4	30
F 207	1	0,75	400	500	600	4	30
F 107	1	0,75	100	125	150	4	30
F 087	1	0,75	80	100	110	4	30
F 057	1	0,75	50	60	60	4	30

Tabela 2

Caracteristici electrice, valori maxime la t_{amb} = 25°C, cu excepţia altor specificaţii

Sort	V_F tensiunea directă continuă, la $I_F = I_0$ (V)	I_R curentul invers continuu, la $V_R = V_{RWM}$ (μA)	
			t_{amb} = 100°C
F 407	1	5	50
F 307	1	5	50
F 207	1	5	50
F 107	1	5	50
F 087	1	5	50
F 057	1	5	50

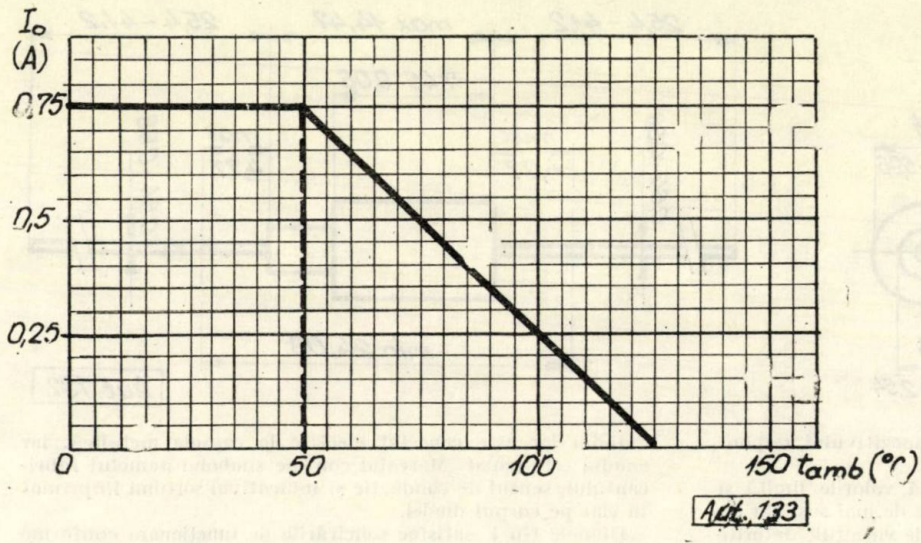


Fig. 2. Curentul mediu redresat în funcţie de temperatura ambiantă.

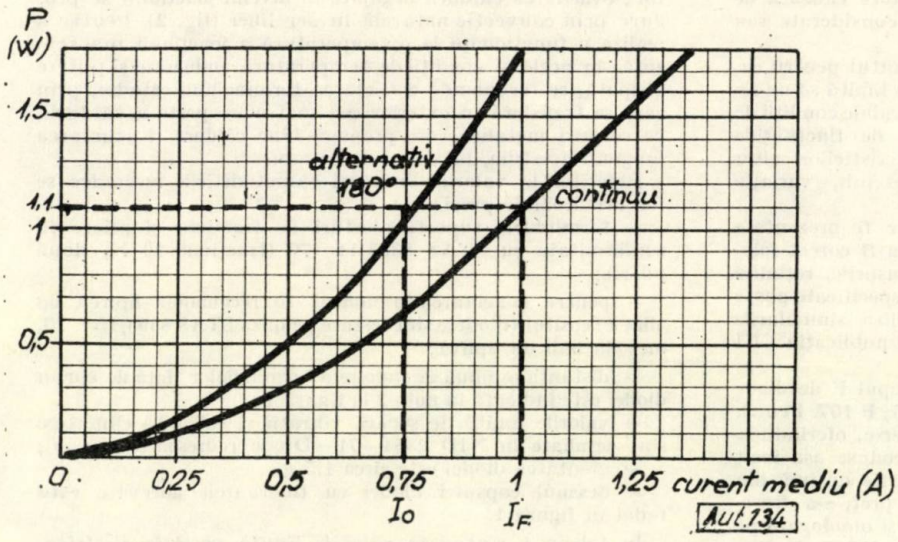


Fig. 3. Puterea medie disipată în funcţie de curentul mediu

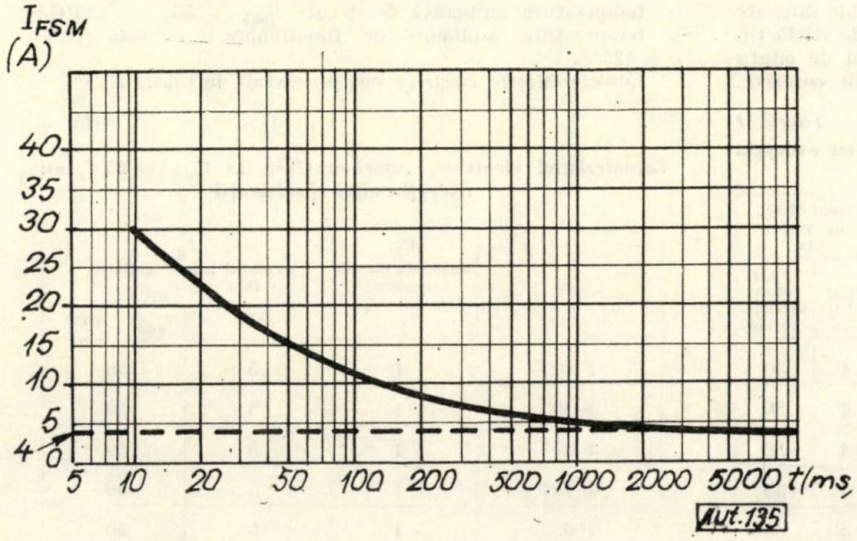


Fig. 4. Curentul direct de vîrf de suprasarcină accidentală în funcţie de durata suprasarcinii la t_{amb} = 25°C (semiundă sinusoidală).

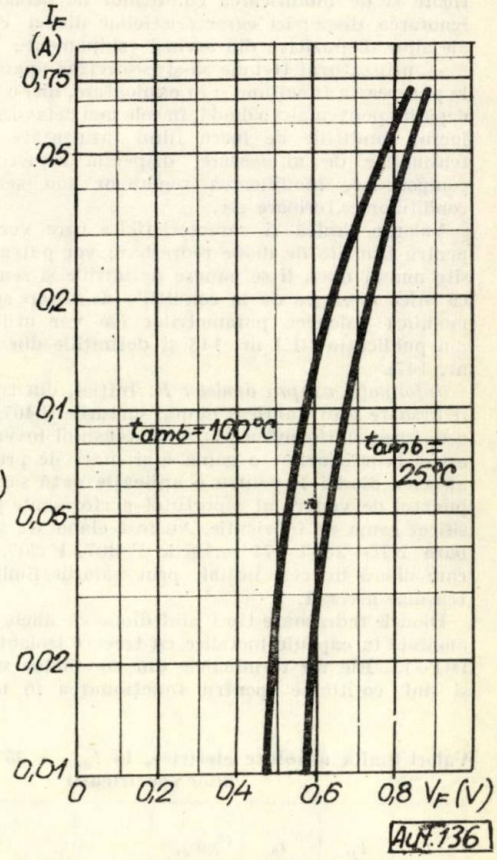


Fig. 5. Căderea de tensiune continuă în funcţie de curentul direct continuu (valori tipice).

Caracteristicile termice (pentru toate sorturile) : *rezistenţa termică joncţiune — ambiant*

$$R_{th_{j-a}} \leqslant 70°C/W.$$

Valorile limită şi caracteristicile sînt *redate grafic* în figurile 2—5.

Ing. *Traian Cârcu*

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE INTERNAŢIONALE

Manifestări ştiinţifice şi tehnice în semestrul II al anului 1973

Manifestările ştiinţifice şi tehnice internaţionale, de tipul conferinţelor, congreselor, simpozioanelor, seminariilor, cunosc în prezent o mare proliferare şi comportă numeroase avantaje: mesajul ştiinţific comunicat conţine de regulă elemente de mare noutate, confruntarea de păreri între specialişti cu autoritate este fructuoasă, circulaţia ideilor este substanţial înlesnită.

Peste 2 000 de manifestări internaţionale, sau naţionale cu participare internaţională, vehiculează an de an o considerabilă masă de cunoştinţe. Este neîndoios că informarea pe această cale constituie unul dintre mijloacele de comunicare de care comunitatea ştiinţifică modernă nu se poate lipsi.

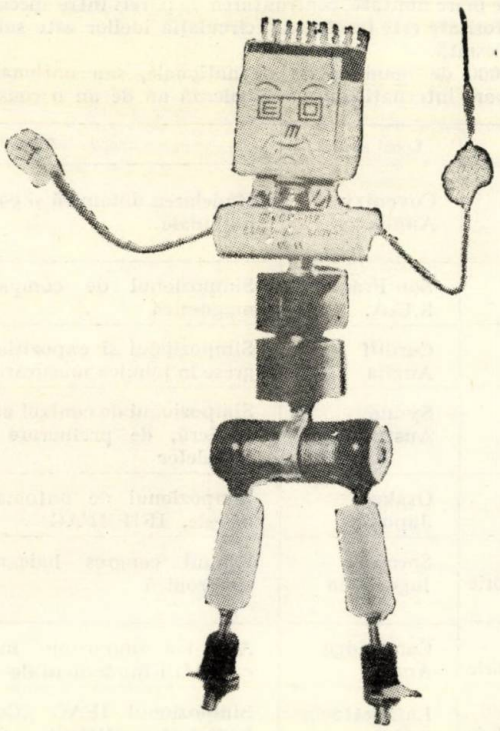
Mai jos sînt indicate manifestările din această categorie pentru semestrul II al anului. Întrucît data şi locul nu sînt întotdeauna certe, rugăm pe cititorii noştri ca, înainte de a întreprinde o acţiune, să ceară informaţii la adresele indicate în ultima rubrică.

Data	Locul şi ţara	Tema	Adresa pentru informaţii
9—12 iulie	Coventry Anglia	Modelarea dinamică şi controlul în economiile naţionale	IFAC/IFORS Conference Secretariat, IEE Conference Department, Savoy Place, London WC2R OBL.
10—12 iulie	San Francisco S.U.A.	Simpozionul de compatibilitate electromagnetică	IEEE, Technical Activities Board, 345 East 47th Street, New York, 10017.
iulie	Cardiff Anglia	Simpozionul şi expoziţia ATMEX — Progrese în tehnica măsurării în industrie	University of Wales, Institute of Science and Technology, Cardiff, Wales.
20—24 august	Sydney Australia	Simpozionul de control automat în industria minieră, de prelucrare a minereurilor şi metalelor	Institution of Engineers, Science House, Gloucester and Essex Streets, Sydney.
28—30 august	Osaka Japonia	Simpozionul de automatizare în şantierele navale, IFIP/IFAC	IFAC, Postfach 1139, Düsseldorf 1, R.F.G.
15—18 septembrie	Sarajevo Iugoslavia	Primul congres balcanic de microscopie electronică	Prirodno-matematicki Fakultet i Bioloski Institut Univerzitetu u Sarajevu, 71 000 Sarajevo
16—21 septembrie	Cambridge Anglia	Al 5-lea simpozion internaţional asupra cercetării fundamentale	Tech. Section. BPBMA Plough Place, Fetter Lane, London.
25—28 septembrie	Lafayette S.U.A.	Simpozionul IFAC „Conmanda automată în industria sticlei"	Symposium on Automatic Control in Glass, Division of Conferences, Room 116, PMC, Purdue University, Lafayette, Indiana 47907.
1—3 octombrie	Toronto Canada	Conferinţa şi expoziţia internaţională de electrotehnică şi electronică	A. J. Dinnin, Chmn, Toronto Sec., Bell Telephone Labs, Rm 402, 393 University Ave., Toronto
4—11 octombrie	Stockholm Suedia	Expoziţia şi conferinţa internaţională de calculatoare	Eriksmässan Mässvägen 1, S-106, 80, Stockholm.
7—10 octombrie	Washington S.U.A.	Reuniunea internaţională asupra aparaturii electronice a IEEE	IEEE, Office of technical Board, 345E 47th Street, New York 10017.
8—10 octombrie	Washington S.U.A.	Conferinţa privind sistemele electronice şi tehnica aerospaţială — EASCON	IEEE Technical Activities Board, 345 East 47th Street, New York 100017.
10—12 octombrie	Washington S.U.A.	Reuniunea internaţională asupra aparaturii electronice	IEEE Technical Activities Board, 345 East 47th Street, New York 10017
15—17 octombrie	Chicago S.U.A.	Conferinţa naţională de electronică NEC—73 şi expoziţie	1121 W 22nd Street, Ont., Brook 111 60521.
5—7 noiembrie	Boston S.U.A.	Conferinţa cu tema „Sistemele, omul şi cibernetica"	IEEE, A. Meer, Signatron Inc., 27 Hartwell Ave., Lexington, Mass. 02173.
7—9 noiembrie	Boston S.U.A.	Reuniunea asupra cercetării şi tehnologiei în industria electronică	IEEE, Boston Office, 31 Chaning St., Newton, Mass. 02158.
13—15 noiembrie	Las Vegas S.U.A.	Conferinţa de toamnă asupra calculatoarelor	AFIPS, Hdqs., 210-Summit Ave., Montvale, New Jersey 07645.
13—16 noiembrie	Boston S.U.A.	Conferinţa de magnetism şi materiale magnetice	N. Manyuk, Lincoln Lab., Lexington, Mass. 02173.
noiembrie	München R.F.G.	Simpozionul internaţional, seminariile şi expoziţia asupra sistemelor de calcul electronic şi aplicaţiile lor	Messe- und Ausstellungsgesellschaft d-8000 München 2, Theresienhohe 13.

E.A.

COMPONENTE PENTRU ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

EXPORT—IMPORT



COMPONENTE—RC

- Rezistențe
- Condensatoare
- Potențiometre

COMPONENTE ELECTROMECANICE

- Conectoare, suporturi pentru tuburi
- Întreruptoare, comutatoare
- Relee
- Lămpi de semnalizare
- Butoane rotative

COMPONENTE ELECTROACUSTICE

- Microfoane
- Căști audio
- Difuzoare

COMPONENTE DIVERSE

- Transformatoare
- Balast pentru lămpi fluorescente și pentru lămpi cu vapori de mercur
- Ferite
- Magneți permanenți
- Antene

IMPORT

- TUBURI ELECTRONICE, LĂMPI SPECIALE
- SEMICONDUCTOARE
- CIRCUITE INTEGRATE

EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

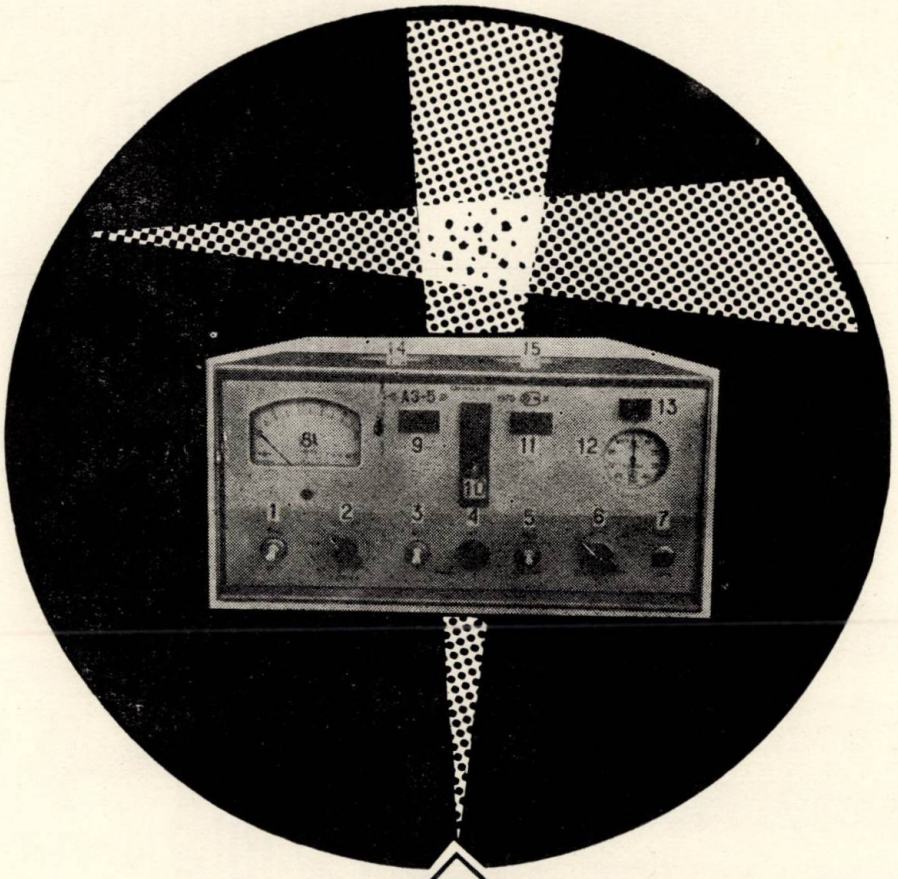
ELEKTROMODUL

ÎNTREPRINDERE COMERCIALĂ UNGARĂ DE COMPONENTE ELECTRONICE

Budapest, XIII. Visegrádi utca 47 a-b — Telefon: 495-340; 495-940 — Telex: 22-5154; 22-5155

PUBLICOM

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1966



PURITATEA ESTE GARANŢIA CALITĂŢII

măsuraţi
poluarea aerului
în localurile destinate producţiei
de elemente electronice
de medicamente
de lacuri şi coloranţi
etc.

cu ajutorul

CONTOARELOR FOTOELECTRICE DE PARTICULE DE AEROSOLI

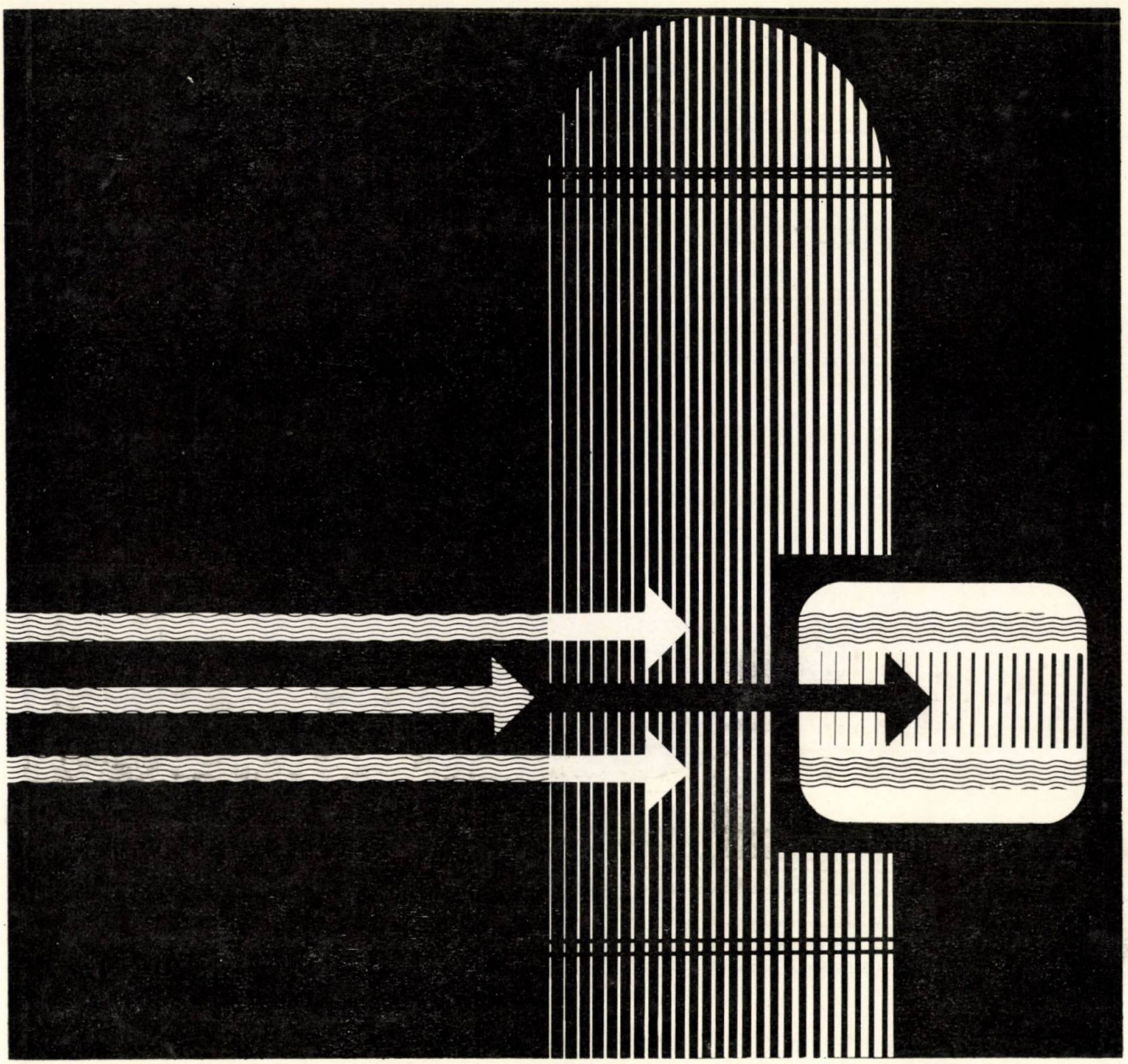
AZ—4 **AZ—5**

Contoarele înregistrează concentraţiile de particule de praf de 0,25—10,0 mkm pînă la 250 000 într-un litru de aer

Exportator:
V/O TECHMASHEXPORT
35 Mosfilmovskaia
Moscova V-330 U.R.S.S.
Telex 7568

TECHMASHEXPORT

PUBLICOM



De la aparatul electronic de măsurat pînă la instalația completă de măsurat

RFT

cuprinde programul de producție al firmei RFT-Messelektronik din Republica Democrată Germană. Unul dintre aceste dispozitive este releul universal de radiații VA-T-66. În combinație cu surse de radiații gama se pot monta instalații de semnalizare și de măsură pentru controlul nivelului în rezervoare, buncăre, silozuri și recipiente de înaltă presiune conținînd materiale concasate, substanțe agresive sau explozive.

Oferta întreprinderii noastre de comerț exterior cuprinde de asemenea aparatură pentru fizica nucleară, aparate numerice și aparate de măsurat intensitatea cîmpului perturbator, aparatură pentru localizat defecte, aparate de încercare și control pentru curenți tari și înaltă tensiune, dispozitive de alimentare cu curent, aparate de măsură pentru telecomunicații, pentru tensiuni electrice, pentru mărimi și caracteristici electrice și magnetice, pentru măsurarea electrică a mărimilor mecanice și acustice, generatoare, osciloscrafe și aparate de înregistrat.

Serviciul nostru central pentru străinătate „Elektronische Messtechnik Berlin" asigură în 13 țări funcționarea continuă a acestor aparate.

Informații se pot obține prin :
Technisch-Kommerzielles Büro
des AHB Elektrotechnik
bei der HPA
Ambasada R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

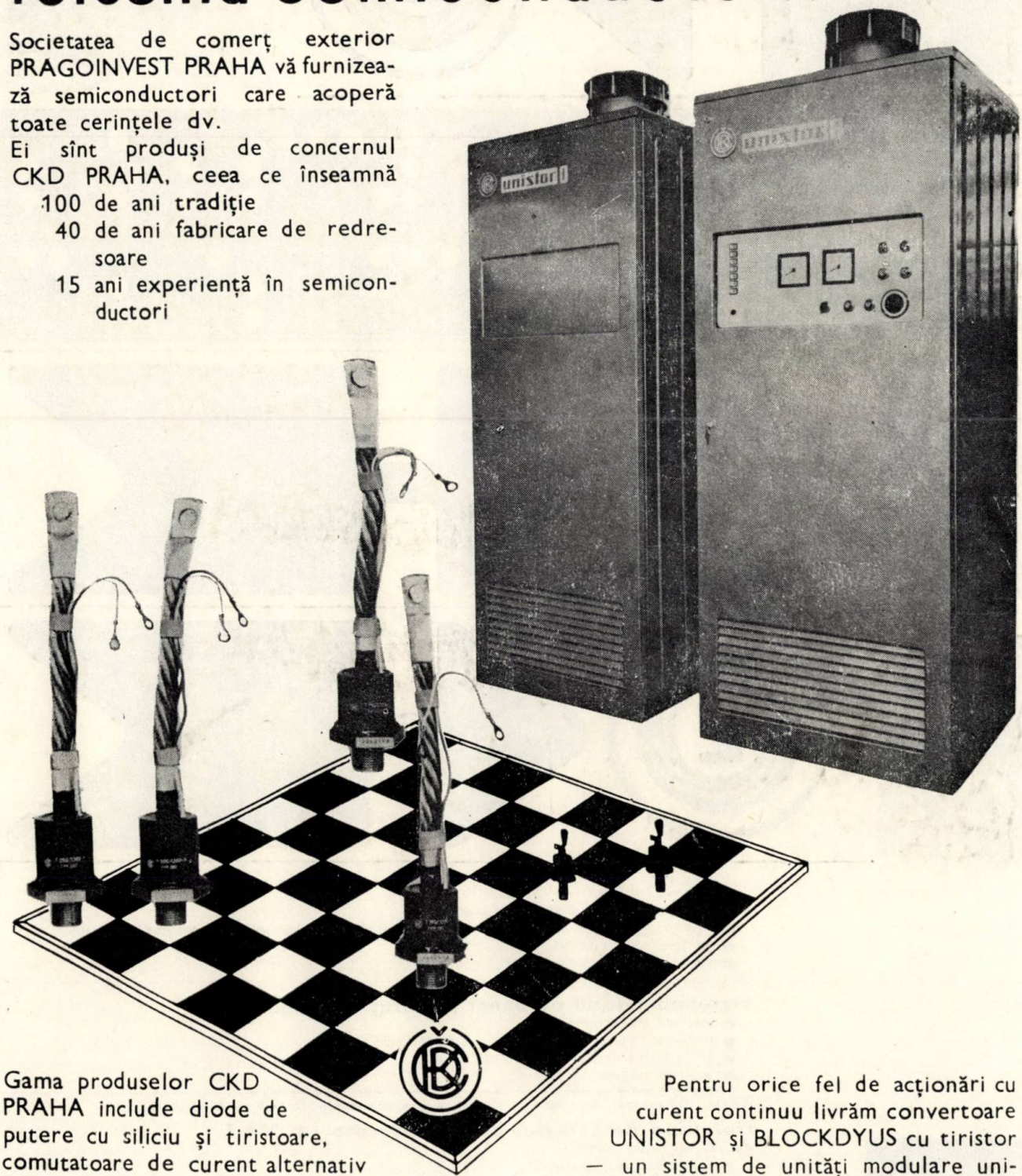
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

Cum puteţi îmbunătăţi produsele dv.?
Folosind o tehnică modernă,

folosind semiconductori!

Societatea de comerţ exterior PRAGOINVEST PRAHA vă furnizează semiconductori care acoperă toate cerinţele dv.
Ei sînt produşi de concernul CKD PRAHA, ceea ce înseamnă
100 de ani tradiţie
40 de ani fabricare de redresoare
15 ani experienţă în semiconductori



Gama produselor CKD PRAHA include diode de putere cu siliciu şi tiristoare, comutatoare de curent alternativ fără contacte, redresoare de sudare cu tiristor, încărcătoare automatizate de baterii, staţiuni de convertizoare pentru trafic feroviar şi urban de pasageri, blocuri de excitare cu tiristor etc.

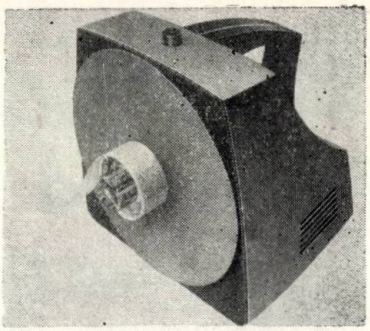
Pentru orice fel de acţionări cu curent continuu livrăm convertoare UNISTOR şi BLOCKDYUS cu tiristor — un sistem de unităţi modulare universale cu capacităţi de megawaţi. Mare precizie asigurată de sistemul de control. Convertoarele cu tiristor sînt folosite pentru mari laminoare, maşini-unelte, maşini de fabricat hîrtie, macarale.

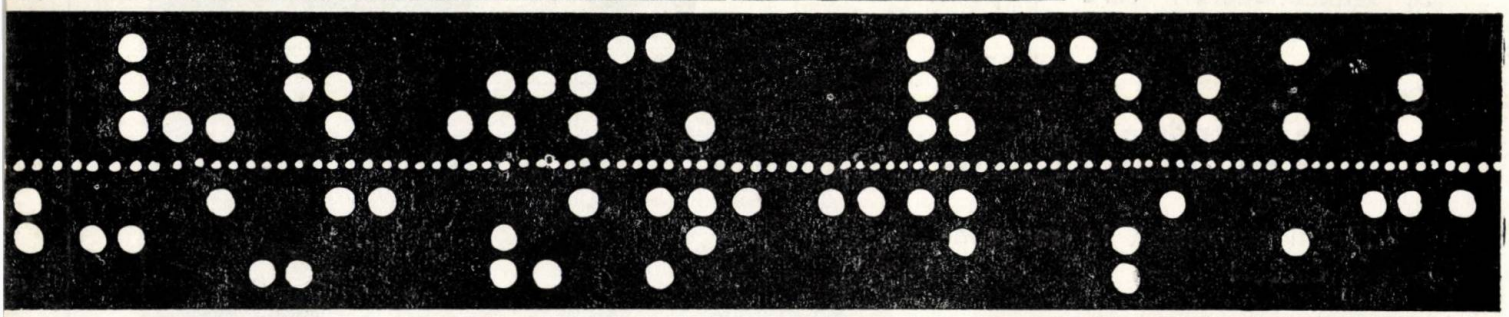
Semiconductorii fabricaţi de noi astăzi vor satisface cerinţele viitorului.

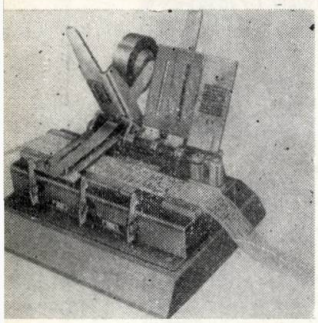
Alte amănunte asupra semiconductorilor CKD sînt comunicate la cerere de către

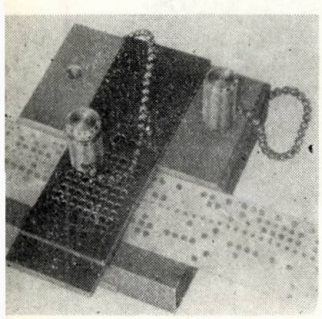
pragoinvest

P.O.B. 890 Praga—Cehoslovacia









Aparat indispensabil la locul dv de muncă

- pentru pregătirea de benzi perforate, necesare mașinilor unelte cu comandă program
- pentru tehnica calculului
- pentru telexuri automatizate

este

Motobobinatorul de benzi perforate tip 356.4

- usor de transportat
- bobinează benzi perforate cu 5–8 piste
- are o formă netedă și este bine îmbinat
- usor de mînuit

Pentru efectuarea corecturilor și lipirea benzilor perforate punem la dispoziție

Garnitura de corectat benzi perforate tip 356.1

Aceasta garnitură permite

- lipirea benzilor perforate
- stantarea benzilor perforate
- lipirea găurilor de combinație, perforate în plus
- tăierea precisă a două capete de benzi, în vederea lipirii

Fără acest aparat auxiliar locul dv. de muncă în tehnică de calcul este incomplet

Pentru dotarea completă a locului dv de muncă este necesar

Perforatorul de benzi tip 356.2

- corectează benzile perforate
- perforează informații mai scurte

Informații suplimentare, date tehnice, precum și o descriere detaliată a aparatului puteți obține la cerere prin exportator

KOVO – Întreprindere de comerț exterior
Tr Dukelskych Hrdinu 47, Praga, telex Praha 283 tel 3801

EXPORT IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. EROU IANCU NICOLAIE Nr. 32

BUCUREŞTI II — ROMÂNIA

TELEFON 33.38.30 **TELEX 011.203**

SERV. DESFACERE: 33.53.22 — 33.53.17

Produce:

COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie şi ceară
— hîrtie şi ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu faţă
— dublu faţă

COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

— de joasă frecvenţă
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvenţă şi drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

— de înaltă frecvenţă şi comutaţie

DIODE

— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE

— de viteză medie
— rapide

LINIARE

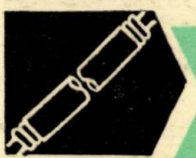
UZINA DE CINESCOAPE

București, str. Dimitrie Pompei, nr. 9, sector 2, telefon: 33.01.90 și 17.51.00, telex: 011 – 151 și 011 – 499, România

VĂ OFERĂ LA NIVELUL DE CALITATE AL CELOR MAI BUNI PRODUCĂTORI DE PE PIAȚA MONDIALĂ

Tuburi cinescop pentru televiziune alb-negru diagonala 47cm(19")59cm(23")61cm(24")65cm(25") unghi deflexie 110° autoprotejate la implozie prin sistemul SELBOND (licență Standard Elektrik Lorenz—RFG).

Baloane pentru tuburi cinescop alb-negru cu diagonala de 47 cm (19") 59 cm (23") 61 cm (24") 65 cm (25") și unghi de deflexie 110° cu coeficient de absorbție ridicat (licență Corning Glass Works–SUA).



Lămpi fluorescente tubulare pentru iluminat general de 14, 20, 40, 65 W în nuanțele de culoare (conform CEI) 1, 1x, 2, 2x, 3, 3x (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice (licență Philips).

Startere cu licărire pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general (licență Philips).

Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune de 80, 125, 250 și 400 W cu factor de roșu normal sau îmbunătățit (vanadat de ytriu) (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice ce permit funcționarea și în exterior (licență Philips).

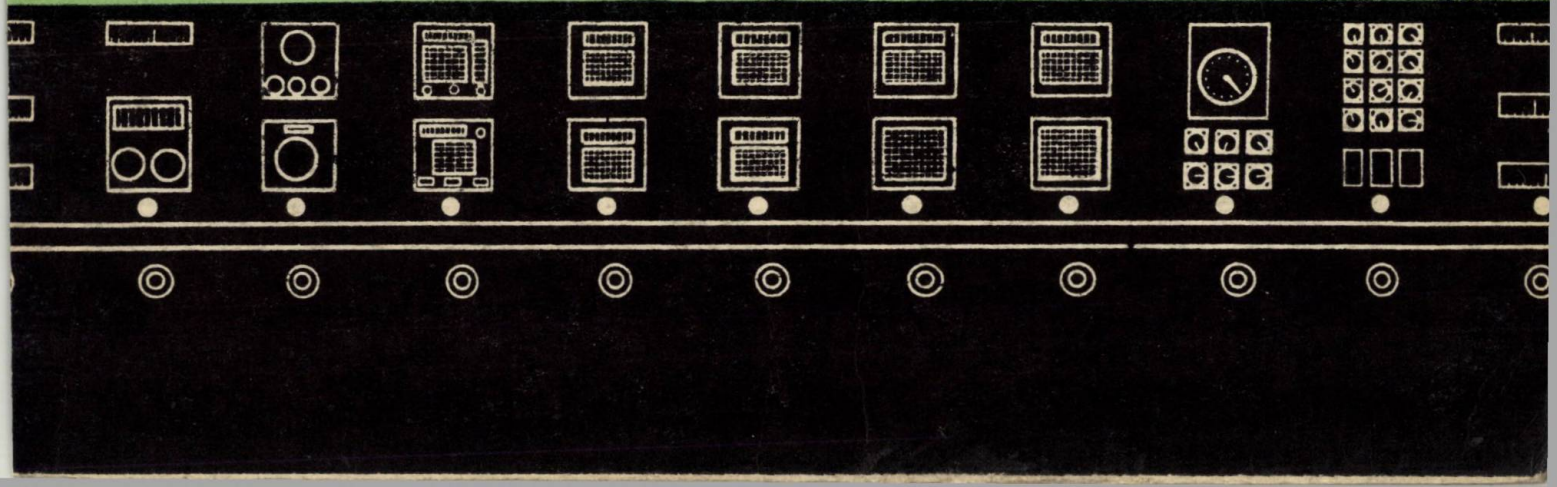
Produsele noastre se exportă prin ISCE ELECTRONUM București,
str Gabriel Péri 2, sector 1, telefon 14.18.80, telex: 011–547, România.

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

4

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 4 ● IULIE — AUGUST 1973



instalații
și
echipamente
de
automatizare

CERCETARE Elaborare de elemente, de echipamente noi: automatizare, telemecanică, comandă numerică, acționări reglabile, utilizare calculatoare, transmitere de date, dirijare automată a circulației. Se asigură performanțe ridicate.

PROIECTARE Instalații de automatizare pentru procese tehnologice în industriile: chimică, petrochimică, energetică, materiale de construcție, metalurgică, bunuri de consum.

ENGINEERING Livrări complexe prin Centrala Industrială de Automatizări, pentru instalații de automatizare: proiectare, producție, montare, punere în funcțiune, service.

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

București, Bd. Kalinin nr. 18, sector 1, tel. 33.00.90, telex 532

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 4, iulie — august, p. 153 — 200

CUPRINS

CZ 681.32 (09)

Baltac V.:

Probleme de optimizare a exploatării unui calculator numeric de capacitate medie.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, iul-aug 1973, p. 153—157

Randamentul în exploatare a calculatoarelor de capacitate medie fiind foarte scăzut şi ele intrînd în dotarea majorităţii centrelor de calcul din ţara noastră, este oportună propunerea unor soluţii de optimizare care să ducă la îmbunătăţirea performanţelor lor.

CZ 621.38.049.75

Rusu A.:

Tendinţe actuale în tehnologia circuitelor integrate bipolare

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, iul-aug 1973, p. 158—165

Tendinţele actuale, evidenţiate de autor, urmăresc reducerea ariei ocupate de fiecare circuit (acţionîndu-se mai ales asupra izolării dintre componente) şi totodată simplificarea proceselor tehnologice.

CZ 621.398 : 654 : 614.84

Şapira M.:

Centrală modulară universală de alarmare CUAM.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, iul-aug 1973, p. 165—171

Se prezintă soluţiile tehnice elaborate pentru o centrală utilizabilă în sistemele de alarmare-pază contra incendiilor şi contra infractorilor: structura modulară, funcţiunile, unele circuite, modalităţile de utilizare.

CZ 681.326

Strugaru C.:

Aproximarea unor funcţii complexe prin microprograme incluse în hardware.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4 iul-aug 1973, p. 171—177

Se arată modul de îmbogăţire a listei de instrucţiuni a unui calculator microprogramat, folosind la realizarea noilor microinstrucţiuni secvenţe din microprogramele existente în unitatea de comandă.

CZ 621.91 — 501 : 681.3.041

Molin S., Ştefănescu M. şi Daniliuc M.:

Sistem de măsură analog utilizat la comanda numerică a maşinilor-unelte.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, iul-aug 1973, p. 178—185

Articolul descrie sistemul de măsurare analogică a deplasării la maşini-unelte, utilizînd selsine.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI 185
NOI MATERIALE DOCUMENTARE 194
TEZE DE DOCTORAT 196
MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE 197

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale pentru anul 1973 plătite în cont-avans conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 2960

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.32 (09)

Балтак В.:

Вопросы в связи с оптимизацией эксплуатации цифровых вычислительных машин средней мощности.

Automatica şi Electronica 17, № 4, июль-август 1973, стр. 153–157

Учитывая особенно низкий коэффициент использования в эксплуатации вычислительных машин средней мощности, которыми снабжено большинство вычислительных центров в Румынии, автор считает целесообразным предложение некоторых решений оптимизации в целях улучшения показателей их работы.

ДК 621.38.049.75

Русу А.:

Актуальные тенденции в технологии интегрированных двухполюсных цепей.

Automatica şi Electronica 17, № 4, июль-август 1973, стр. 158–165

Автор отмечает современные тенденции к уменьшению площади, занимаемой каждой цепью (главным образом в отношении изоляции между составляющими) и в то же время к упрощению технологических процессов.

ДК 621.398 : 654 : 614.84

Шапира М.:

Универсальная модуляционная сигнальная станция SUAM

Automatica şi Electronica 17, № 4, июль-август 1973, стр. 165–171

Представлены технические решения, разработные для станции, применяемой в сигнальных противопожарных устройствах и против правонарушителей: модулярная структура, функции, некоторые це. ., способы использования.

ДК 681.326

Стругару К.:

Апроксимирование некоторых комплексных функций путем микрограмм, включенных в hardware.

Automatica şi Electronica 17, № 4, июль-август 1973, стр. 171–177

Показана модель обогащения списка команды микропрограммной вычислительной машины, применяя при осуществлении новых микрокоманд секвенции из имеющихся в управляющих устройствах микропрограмм.

ДК 621.91 – 501 : 681.3.041

Молин, С., Штефэнеску М. и *Данилюк М.:*

Аналоговая система измерения, применяемая при числовом управлении станков.

Automatica şi Electronica 17, № 4, июль-август 1973, стр. 178–185

В статье описывается система аналогического измерения передвижения станков при применении сельсинов.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 185

НОВЫЕ ДОКУМЕНТАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ 194

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 196

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.32 (09)

Baltac V.:

Optimalgestaltungsfragen des Betriebes eines Digitalrechners mittlerer Leistung.

Automatica şi Electronica 17, H. 4, Juli-August 1973, S. 153–157

Da der Betriebswirkungsgrad der Rechner mittlerer Leistung sehr gering ist und da in unserem Lande die meisten Rechenzentren mit derartige Rechner ausgestattet sind, der Gedanke einige Optimalgestaltungslösungen die zur Verbesserung ihrer Leistungen führen können, vorzuschlagen, ist als zweckmässig anzusehen.

DK 621.38.049.75

Rusu A.:

Gegenwärtige Bestrebungen in der Technologie der zweipolige integrierte Kreise.

Automatica şi Electronica 17, H. 4, Juli-August 1973, S. 158–165

Die vom Verfasser hervorgehobenen gegenwärtige Bestrebungen, bezwecken die Einschränkung des von jedem Stromkreis eingenommenen Flächeninhalts (wobei man überhaupt auf die Isolierung der Komponenten einwirkt) und zugleich die Vereinfachung der technologischen Prozesse.

DK 621.398 : 654 : 614.84

Şapira M.:

Universalwarnungsmodulzentrale CUAM.

Automatica şi Electronica 17, H. 4, Juli-August 1973, S. 165–171

Es werden die für eine in Brand- und Gesetzübertreter-Warnungs-Schutzsysteme anwendbare Zentrale ausgearbeiteten technischen Lösungen: Modulaufbau, Funktionen, einige Stromkreise, Verwendungsarten vorgelegt.

DK 681.326

Strugaru C.:

Annährung von Komplexfunktionen durch in hardware eingeschlossene Mikroprogramme.

Automatica şi Electronica, 17, H. 4, Juli-August 1973, S. 171–177

Es wird die Anreicherungsart der Instruktionsliste eines mikroprogrammierten Rechner, durch Verwendung bei der Durchführung der neuen Mikroinstruktionen von Folgen aus den in der Steuereinheit vorhandenen Mikroprogrammen angegeben.

DK 621.91 – 501 : 681.3.041

Molin S., Ştefănescu M. und *Daniliuc M.:*

Analogmesssystem für die Digitalsteuerung der Werkzeugmaschinen.

Automatica şi Electronica 17, H. 4, Juli-August 1973, S. 178–185

Der Aufsatz enthält die Beschreibung des Systems für die Analogmessung der Verschiebung bei Werkzeugmaschinen durch Verwendung von Selsynen.

LEISTUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE 18
NEUE DOKUMENTARMATERIALLIEN 19
DOKTORARBEITEN 19

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI—UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ŞI PUBLICAŢII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 153—200) nr. 4, iulie — august Bucureşti, 1973

VASILE BALTAC *

Probleme de optimizare a exploatării unui calculator numeric de capacitate medie

Trecerea la cea de a patra generaţie de calculatoare care se va produce fără îndoială în anii următori va marca, pe lîngă importante progrese tehnologice, realizarea unei mai mari concordanţe între arhitectura şi performanţele echipamentelor şi structura şi performanţele programelor ataşate calculatorului.

Este larg recunoscut în prezent că un sistem de operare eficient nu poate fi conceput fără prezenţa unor trăsături de structură specifice ale echipamentelor. Sînt de asemenea recunoscute marile dificultăţi ce se întîlnesc la elaborarea şi întreţinerea unor mari sisteme de programare care depăşesc ca volum milioane de instrucţiuni şi înglobează o muncă de mii de oameni — an. Se dezvoltă în prezent metode specifice de coordonare a acestor elaborări (software engineering). Un sistem de operare nesatisfăcător conceput sau impropriu utilizat poate anula performanţele unui echipament excelent şi, reciproc, un sistem de operare excelent nu va da rezultate cuplat cu un echipament de slabe performanţe.

O situaţie specială se întîlneşte în domeniul calculatoarelor de capacitate medie. Randamentul global de exploatare a unui astfel de calculator este foarte scăzut. Prezenta lucrare îşi propune să analizeze cauzele acestei situaţii şi să propună unele soluţii pentru îmbunătăţirea performanţelor acestor calculatoare care intră în dotarea covîrşitoarei majorităţi a centrelor de calcul din ţara noastră (se prevede în continuare o dotare pe aceeaşi linie).

I. Definiţii

Vom considera ca element de bază în analiza exploatării unui calculator *lucrarea* (job, travail), compusă din una sau mai multe *sarcini* (task), care este suma de acţiuni ale sistemului de calcul în vederea satisfacerii cerinţei de prelucrare a informaţiei prezentate de utilizator. Pentru executarea unei lucrări, sistemul consumă din resursele sale, care sînt evident limitate şi depind de configuraţia lui.

Cele mai importante resurse sînt:

— intervalul de timp în care lucrează unitatea centrală;

— intervalul de timp în care este ocupată memoria;

— spaţiul de memorie ocupat de o lucrare;

— intervalul de timp în care sînt ocupate echipamentele periferice şi, implicit, cantitatea de materiale consumabile necesară executării lucrării;

— intervalul de timp în care este ocupată unitatea de schimburi (canalul);

— spaţiul de memorie externă ocupat şi durata intervalului de timp pentru care este necesară păstrarea informaţiei caracteristice lucrării pe suporturile externe;

— volumul activităţii umane (manoperei) de supraveghere şi exploatare a sistemului în timpul sau pentru executarea lucrării.

Ponderile diferitelor resurse consumate de o lucrare în totalul resurselor consumate reprezintă variabile cu dispersii foarte mari şi, pentru o *lucrare medie*, ele se află după opinia autorului cuprinse în limitele din tabela 1.

Valorile au fost calculate prin raportare la costurile generate de un calculator numeric de capacitate medie şi au fost prezentate numai cu rol orientativ pentru a sublinia importanţa unora din resursele solicitate şi, în special, a spaţiului de memorie internă.

Unele din resurse sînt dependente puternic de caracteristicile echipamentului şi sistemului de operare. În majoritatea cazurilor, resursele solicitate sistemului sînt interdependente. Timpul de ocupare a memoriei depinde, de

* Dr. ing. *Vasile Baltac* este director adjunct ştiinţific la Institutul de cercetări şi proiectări pentru tehnica de calcul.

Tabela 1

Echipamentul sau resursa	Ponderea consumului
Unitatea centrală	15—25 %
Memoria centrală	30—40 %
Unitatea de schimburi	10—15 %
Echipamentele periferice lente	20—30 %
Memorii externe	15—30 %
Manopera	5—10 %

exemplu, de timpul de ocupare a unităţii centrale, de spaţiul de memorie ocupat, de timpul de canal, etc. Dependenţele au un caracter complicat, cererea de resurse fiind ea însăşi o *variabilă aleatorie* cu distribuţii care nu au un caracter constant.

Optimizarea exploatării unui sistem de prelucrare a informaţiei se poate face pornind de la criteriul minimizării cererilor de resurse ale unor lanţuri de lucrări prezentate spre executare calculatorului. Este necesar să se determine un model matematic corespunzător pe baza căruia, pe cale analitică sau prin simulare, să se poată determina metodele de optimizare.

Rezolvarea problemelor de *optimizare a exploatării calculatoarelor de capacitate medie* prezintă cîteva particularităţi printre care:

1. Timpul mediu de execuţie a instrucţiunilor este mare în raport cu cerinţele unui sistem de operare dezvoltat. Indicele Gibson are valori cuprinse între 10—200 000 operaţii/s ceea ce face dificilă elaborarea unor algoritmi eficienţi de paginaţie pentru implementarea de memorii virtuale sau sisteme complexe de multiprogramare.

2. Spaţiul de memorie disponibil este adesea insuficient chiar pentru o lucrare, apelîndu-se la segmentare, soluţie care se va vedea că reduce şi mai mult factorul de utilizare, şi aşa coborît, al memoriei interne.

3. Echipamentele periferice ataşate unei astfel de configuraţii sînt lente şi nu totdeauna se creează sisteme echilibrate din punct de vedere cantitativ.

4. Cu excepţia unor trăsături hardware imperios cerute de utilizatori (de exemplu protecţia memoriei pe pagini), o serie de caracteristici de structură printre care şi dispozitivele de alocare dinamică bazate pe paginaţie nu sînt realizate la aceste calculatoare din cauza costului lor pînă în prezent prohibitiv.

Se constată că totuşi, la această categorie de calculatoare, o lucrare prezentată nu consumă toate resursele pe care calculatorul le are disponibile. Se demonstrează deci că este posibil şi necesar ca exploatarea sistemelor de calcul de capacitate medie să se facă în condiţii de deservire simultană a mai multor utilizatori.

Pentru un utilizator este important cel mai adesea ca timpul de răspuns să fie cît mai mic. Timpul de răspuns îl vom considera egal cu intervalul de timp măsurat din momentul prezentării lucrării la calculator pînă în momentul primirii rezultatelor:

$$T_r = T_{p1} + T_{si} + T + T_{so} + T_{p2}, \quad (1)$$

unde:

- T_{p1} — timp de pregătire consumat cu operaţii manuale înainte de introducerea lucrării în simbiontul de intrare;
- T_{si} — timpul de staţionare în simbiontul de intrare;
- T — timp de prelucrare propriu-zis;
- T_{so} — timp de staţionare în simbiontul de ieşire;
- T_{p2} — timp de prelucrare consumat cu operaţii manuale după extragerea lucrării din simbiontul de ieşire.

Pentru sistemele cu *tratare în loturi* (batch — processing) se constată că:

$$T_{p1} + T_{p2} \gg T_{si} + T + T_{so}, \quad (2)$$

timpul de răspuns fiind mai puţin influenţat de performanţele calculatorului şi mai mult de organizarea centrului de calcul. Paradoxal, se ajunge ca, în cazul prelucrării în loturi, timpul de răspuns să fie egal la un calculator de capacitate mare sau mică, fiind în toate cazurile de ordinul orelor, deşi timpul de prelucrare propriu-zis poate varia în raport de 1 : 1000.

Timpul de răspuns fiind prea puţin dependent de performanţele calculatorului în cazul prelucrării în loturi şi putîndu-se demonstra că T_{si} şi T_{so} sînt constante, *optimizarea exploatării calculatorului* se obţine prin *minimizarea timpului mediu de prelucrare* T_{med} *a unor lanţuri de programe.*

Prelucrarea în regim conversaţional (numit şi time-sharing în mod impropriu) impune un timp de răspuns cît mai scurt şi, în multe aplicaţii, mai mic decît o valoare dată. În acest regim de funcţionare, T_{p1} şi T_{p2} se reduc la valori comparabile cu celelalte componente ale timpului de răspuns. Componenta majoritară rămîne T, rezultînd că şi optimizarea unui sistem conversaţional trebuie făcută prin minimizarea timpului mediu de prelucrare.

Teleprelucrarea nu aduce nimic nou la consideraţiile de mai sus, cu excepţia unor modificări de pondere a echipamentelor şi cu unele lungiri ale timpilor T_{p1} şi T_{p2}, lungiri nesemnificative.

II. Model matematic pentru optimizarea exploatării calculatoarelor numerice de capacitate medie

Echilibrarea consumului de resurse într-un calculator, în vederea optimizării anumitor performanţe, se poate face cunoscînd în detaliu fenomenele care au loc în timpul executării programelor. Încercările de a cuprinde aceste fenomene în relaţii analitice întîmpină dificultăţi, în special datorită complexităţii legilor statistice care descriu relaţiile între ele. Modelele matematice, deşi se bazează pe anumite simplificări ale fenomenelor studiate, sînt importante deoarece permit o analiză mai completă a sistemelor studiate şi reprezintă o bază teoretică pentru simulare. Printre modelele matematice pentru optimizarea funcţionării calculatoarelor numerice citäm modelul Belady şi Kuehner [1], care are drept criteriu de optimizare încărcarea maximă a unităţii centrale, şi modelul Denning [2], care urmăreşte minimizarea circulaţiei de pagini între nivele de memorie. Ambele modele, şi altele descrise de literatură [3, 4, 5], nu sînt aplicabile calculatoarelor de capacitate medie unde nu există circulaţie de pagini între memorii în timpul execuţiei programelor.

Pornind de la considerentele de mai sus, autorul a elaborat [6] un model matematic care să permită optimizarea sistemelor de capacitate medie de prelucrare a informaţiei. Modelul presupune existenţa unui simbiont de intrare niciodată vid şi nu ia în considerare fenomenul de circulaţie de pagini între diferite nivele de memorie (swapping), considerat nespecific calculatoarelor de capacitate medie (Denning [2], Varian [3], Belady [4]).

Prezenţa fenomenului de swapping conduce la apariţia unor dependenţe suplimentare la nivel de cereri de resurse, care nu afectează generalitatea modelului. Pe baza modelului matematic se pot face comparaţii privind eficacitatea metodelor de partiţionare a memoriei (partiţii fixe şi variabile).

Şirurile de lucrări au fost considerate avînd un caracter aleatoriu, resursele solicitante fiind spaţiul de memorie M şi timpul de prelucrare T.

Analiza unor şiruri reale de lucrări a condus la următoarele observaţii:

1. Există o periodicitate a unor cereri constante de spaţiu de memorie, corespunzînd procesoarelor sistemului şi editorului de legături.

2. Cererile constante de mai sus sînt urmate de cereri aleatorii datorite aceluiaşi program în faza de execuţie.

3. Există o pondere mai mare a cererilor mici de spaţiu de memorie, generate de testările de programe noi.

4. Coeficientul de utilizare al unităţii centrale de către un program este redus, avînd valori între 10—12%. S-ar necesita deci 8—10 programe simultan în memorie, în timp ce practica multiprogramării la aceste calculatoare, arată că se exploatează calculatorul cu maximum 2—3 programe.

Sistemul de calcul poate fi considerat un model cu mai multe staţii de serviciu, timpul de deservire fiind dat de o lege cu o distribuţie uniformă. Disciplina de deservire este de regulă „primul venit, primul servit". Se consideră un număr variabil de staţii de serviciu corespunzînd unui număr corespunzător de programe aflate simultan în memorie. Amplasarea programelor într-o memorie de capacitate limitată lasă un spaţiu de memorie disponibil sau liber M_L, a cărui valoare este o variabilă aleatorie de valoare medie:

$$M_{Lmed} = C_{max} - M_S - N_{med} \cdot M_{med}, \qquad (3)$$

unde:

C_{max} — capacitatea maximă a memoriei interne;

M_S — spaţiul ocupat de partea rezidentă permanent a sistemului de operare;

N_{med} — numărul mediu de programe aflate simultan în memorie;

M_{med} — valoarea medie a spaţiului de memorie ocupat de un program.

Conform teoremei limită centrală a lui Leapunov [8], variabila M_L tinde către o distribuţie normală.

În consecinţă se poate calcula densitatea sa de probabilitate:

$$f_M(M_L, M_{Lmed}, \sigma_M) = \frac{1}{\sigma_M \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{M_L - M_{Lmed}}{\sigma_M}\right)^2} \qquad (4)$$

unde σ_M — dispersia variabilei M_L, dată de:

$$\sigma_M = (M_{max} - M_{min}) \sqrt{N_{med}/12}. \qquad (5)$$

Pentru şirurile experimentale utilizate la simulare s-au trasat (fig. 1) curbele de distribuţie teoretice.

Analizînd relaţia (3) şi curbele din figura 1 rezultă că *între capacitatea memoriei disponi-*

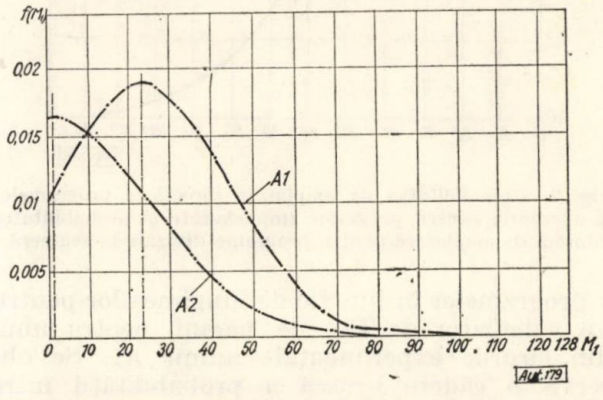


Fig. 1. Densitatea de probabilitate teoretică a şirurilor A1, A2.

bile pentru amplasarea programelor şi caracteristicile şirului de sarcini există o dependenţă care poate fi folosită pentru optimizarea ocupării memoriei.

Pe baza acestor concluzii se poate elabora o subrutină on-line care să testeze caracteristicile statistice ale şirului de programe şi să redimensioneze dinamic partiţia supervizorului rezident.

Considerînd faptul că o nouă amplasare în memorie a unui program se poate face cînd un alt program este eliminat, rezultă probabilitatea de amplasare a unui program de lungime L ca fiind :

$$P_L = (M_L > L - M_{med}) = \frac{1}{2} - \Phi\left(\frac{L - M_{med} - M_{Lmed}}{\sigma_M}\right). \quad (6)$$

În figura 2 este reprezentată cu o linie curba probabilităţii de amplasare în memorie

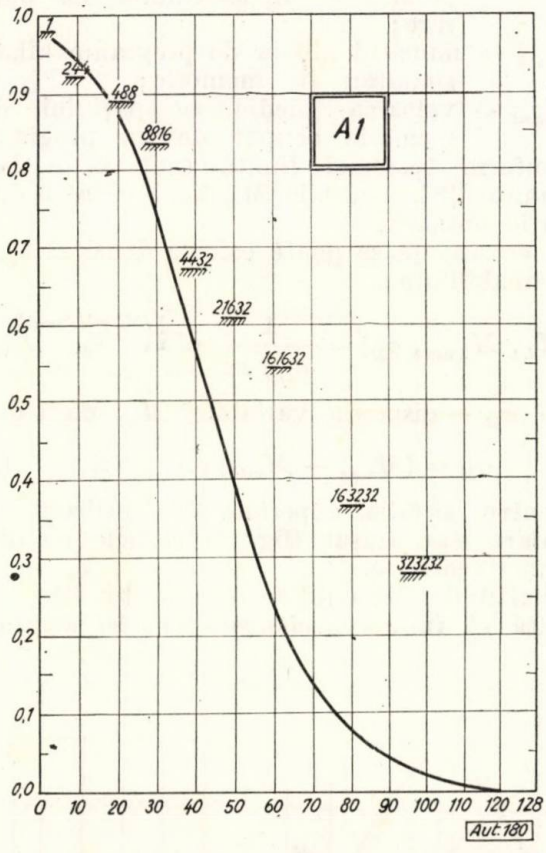


Fig. 2. Probabilitatea de amplasare directă a programelor în memorie pentru programe împachetate şi probabilitatea minimă de amplasare pentru programe divizate în segmente.

a programelor în funcţie de lungimea lor pentru un calculator de 128 de pagini, pentru unul din şirurile experimentale numit A1. Se observă o cădere bruscă a probabilităţii între 20—60 pagini.

Considerînd inegalitatea lui Boole din teoria probabilităţii, se poate aprecia probabilitatea minimă de amplasare directă a programelor descompuse în segmente de diferite lungimi.

În figura 2 sînt marcate aceste probabilităţi minime pentru unele programe descompuse în segmente egale sau neegale.

Probabilitatea minimă are valori sensibil mai mari decît probabilitatea de amplasare directă a programului împachetat. *Modelul matematic* dezvoltat conduce deci la *demonstraţia teoretică a avantajelor amplasării programelor descompuse în segmente de lungimi diferite în comparaţie cu amplasarea grupată.*

★

Un alt element al cererii de resurse este timpul de calcul T. După Denning [2], timpul între două interacţiuni ale sarcinii este o variabilă aleatorie cu distribuţie hiperexponenţială, cea mai mare parte a probabilităţii fiind concentrată spre valorile mici ale timpului de interacţiune. Pentru calculatoarele de capacitate medie considerăm acceptabilă ipoteza (Baltac [6]) că un program staţionează în memorie un timp egal cu suma totală a timpilor de execuţie în procesorul central şi timpul de efectuare a operaţiilor de intrare — ieşire, timp total care poate fi descris de o variabilă aleatorie cu distribuţie uniformă.

Eroarea de aproximare a distribuţiei este redusă deoarece principalele variabile de timp ce descriu fenomenele din model tind spre o distribuţie normală, independent de caracterul distribuţiei variabilei primare, conform aceleiaşi teoreme a lui Leapunov. Ipoteza a fost confirmată şi în alte lucrări publicate recent (Cofmann [5]).

Timpul total de prelucrare a unei sarcini T_{tp} va avea deci o distribuţie cu densitate de probabilitate :

$$f_T(T_{tp},\ T_{tpmed},\ \sigma_T) = \frac{1}{\sigma_T\sqrt{2\pi}}\ e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{T_{tp}-T_{tpmed}}{\sigma_T}\right)^2} \quad (7)$$

În relaţia (7) T_{tpmed} este valoarea medie a timpului de prelucrare dată de relaţia :

$$T_{tpmed} = N\frac{T_{med}}{N_{med}}, \quad (8)$$

iar abaterea medie pătratică :

$$\sigma_T = T_{max}\sqrt{N/12}. \quad (19)$$

Introducem variabila „timp unitar de prelucrare a şirului" egală cu valoarea medie a lui T_{tp} pentru un număr de N programe din şir :

$$T_{up} = T_{tp}/N, \quad (10)$$

care poate fi descrisă de asemenea printr-o distribuţie normală. Timpul de execuţie a unui şir de programe nu este descris însă de timpul de prelucrare T_{tp}. Sistemul este frecvent în imposibilitate de a accepta amplasarea unui nou program din simbiontul (coada de aşteptare) de intrare datorită disponibilităţii unui spaţiu de memorie mai mic decît cererea de resurse. Vom defini un *timp de blocare* a unei sarcini T_b care depinde evident de probabilitatea de amplasare directă în memorie a programelor P_L:

$$T_b = T_{up} \cdot S \cdot (1 - P_L), \tag{11}$$

unde S este un factor care ţine cont de posibilitatea de intrare simultană în memorie a mai multor programe, în care caz timpul de blocare este nul:

$$S_{\text{med}} = \frac{M_{\text{med}}}{M_{L\text{med}} + M_{\text{med}}}. \tag{12}$$

Timpul total de blocare a şirului va fi:

$$T_{tb} = \sum_{i=1}^{N} T_{up} \cdot S \cdot (1 - P_L). \tag{13}$$

Din timpul total dat de relaţia (13) se deduce timpul de blocare unitar:

$$T_{ub} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (1 - P_L)\, T_{up} \cdot S, \tag{14}$$

cu valoarea medie:

$$T_{ub\,\text{med}} = \frac{T_{up\,\text{med}} \cdot M_{\text{med}}}{(M_{L\text{med}} + M_{\text{med}})(L_{\max} - 1)} \int_1^{L_{\max}} (1 - P_L)\, dL, \tag{15}$$

care se poate calcula cu o formulă de aproximare oarecare.

Timpul de execuţie unitar al unui şir poate fi în continuare calculat ca suma timpului unitar de prelucrare cu timpul unitar de blocare a şirului:

$$T_u = T_{up} + T_{ub}, \tag{16}$$

care devine în valori medii:

$$T_{u\text{med}} = T_{up\text{med}} + T_{nb\text{med}}, \tag{17}$$

de unde valoarea cea mai probabilă a timpului de execuţie a unui şir de N programe devine:

$$T_N = N \cdot T_{u\text{med}}. \tag{18}$$

Pentru un şir experimental cu $M_{\text{med}} = 23{,}5$; $N_{\text{med}} = 4$; $T_{\text{med}} = 7$ şi probabilitatea de amplasare directă reprezentată în figura 2 a rezultat:

$$T_{up\text{med}} = 1{,}75;\ T_{ub\text{med}} = 0{,}39;\ T_{u\text{med}} = 2{,}14.$$

Experimental, s-a obţinut prin simulare $T_{u\text{med}} = 2{,}2$ (Baltac [6]), valoare foarte apropiată de cea teoretică. Simulînd cazul amplasării în patru partiţii fixe, s-a determinat $T_{u\text{med}} = 3{,}6$, demonstrîndu-se un spor de viteză de peste 60% prin utilizarea metodei partiţiilor variabile.

Simpla posibilitate de utilizare a mai multor partiţii fixe de către un program a condus la un $T_{u\,\text{med}} = 3{,}2$, deci un spor de viteză faţă de metoda partiţiilor fixe de peste 12%.

III. Concluzii

Lucrarea evidenţiază importanţa optimizării utilizării unor resurse ale sistemului de calcul asupra eficienţei sistemului în ansamblu. S-a dezvoltat un model matematic care determină gradul de utilizare al memoriei interne şi variaţia timpului de execuţie a unui şir de programe în funcţie de caracteristicile şirului şi resursele sistemului.

S-a demonstrat că spaţiul de memorie rămas disponibil la amplasarea unui şir de programe este dependent de caracteristicile şirului de programe şi că, determinînd dinamic variaţia acestor caracteristici, se poate recupera o parte din acest spaţiu în favoarea nucleului rezident al sistemului de operare.

Pe baza modelului matematic s-au putut face determinări experimentale şi simulări. A rezultat ineficienţa marcată a organizării memoriei în partiţii fixe; chiar simpla extindere a unui program în mai multe partiţii fixe este recomandabilă. Reduceri considerabile ale timpului de execuţie a şirurilor de programe se pot obţine prin amplasarea în memorie a unui număr variabil de programe.

Descompunerea programelor în segmente amplasate în memorie în zone diferite conduce la un spor suplimentar de viteză de execuţie faţă de amplasarea grupată.

Concluziile modelului pot fi folosite pentru studiul de detalii al comportării sistemului în funcţie de şiruri cu caracteristici particulare sau amplasări după diverşi algoritmi.

BIBLIOGRAFIE

[1] Belady, L. A., Kuehner, C. I. *Dynamic space sharing in computer systems.* În: Comm. ACM, **12**, nr. 5, mai 1969.

[2] Denning, P. J. *The working set model for program behaviour.* În: Comm. ACM, **11**, nr. 5, mai 1968.

[3] Varian, L., Coffman, E. C. *An empirical study of behaviour of programs in a paging environment.* În: Proc. ACM, sym. on operating systems principles, oct 1967.

[4] Fine, C. H. *Dynamic program behaviour under paging.* Proc. **21** Nat. Conf., 1966, Thompson Book Co., S.U.A.

[5] Cofmann, E. J., Ryan, T. A. *A study of storage partitioning using a mathematical model of locality.* În: Comm. ACM, **15**, nr. 3, mart 1972.

[6] Baltac, V. M. *Contribuţii la optimizarea executării lanţurilor de programe în calculatoarele numerice de capacitate medie.* Teză de doctorat, Institutul politehnic Timişoara, 1972.

[7] Belady, L. A. *A study of replacement algorithms for a virtual storage computer.* În: IBM systems journal, **5**, nr. 2, 1966.

[8] Mihăilă, N. *Introducere în teoria probabilităţilor şi statistică matematică.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1965.

ADRIAN RUSU*

Tendinţe actuale în tehnologia circuitelor integrate bipolare

În etapa actuală de dezvoltare a tehnologiei circuitelor integrate monolitice se cunosc două tipuri fundamentale de tehnologii: cu tranzistoare bipolare şi cu tranzistoare MOS.

Circuitele integrate bipolare au avantajul rapidităţii şi dezavantajul ocupării unei arii mari de siliciu în comparaţie cu circuitele integrate MOS. De aceea, principala direcţie de perfecţionare a circuitelor integrate bipolare este cea de reducere a dimensiunilor, de regulă prin micşorarea zonelor destinate izolării dintre componente. Acest efort este însoţit adesea şi de o îmbunătăţire a performanţelor electrice. Numeroase tehnologii noi obţin şi o simplificare a fluxului tehnologic (reducerea numărului de măşti), ceea ce duce şi la un însemnat avantaj economic.

Circuitele integrate MOS au avantajul densităţii funcţionale mari care rezultă atît din aria mai mică a componentelor, cît mai ales din lipsa izolaţiilor dintre ele; performanţele electrice (mărimea tensiunilor de alimentare, viteza de lucru etc.) sînt inferioare la circuitele realizate prin tehnologia standard (cu poartă de aluminiu/canal *p*). Diverse inovaţii tehnologice (poarta de siliciu, implantarea ionică etc.) au determinat însă îmbunătăţirea performanţelor electrice ale circuitelor integrate MOS actuale, ele devenind competitive cu variantele bipolare.

Tehnologiile noi de realizare a circuitelor integrate bipolare se pot clasifica în felul următor:

1. Tehnologii care înlătură difuzia de izolare, realizînd aceasta prin difuzii tipice de tranzistor; în această categorie intră:

— procesul planar cu izolare prin difuzia de colector (CDI);

— procesul planar cu izolare prin difuzia de bază (BDI).

2. Tehnologii care folosesc oxidul pentru izolaţia dintre componente:

— procesul IZOPLANAR;

— procese cu izolare în V: V-ATE (proces cu corodare anizotropică verticală) şi VIP (proces cu izolare cu oxid şi siliciu policristalin).

3. Tehnologii derivate din tehnologia standard sau din cele enumerate mai sus, aplicate la circuitele de concepţie nouă:

— procesul cu trei măşti (TRIM), care utilizează tranzistorul cu efect lateral;

— circuite logice cu tranzistoare cuplate (MTL), care înlătură complet izolaţiile dintre componente, folosind în scop util cuplajele care apar.

Toate tehnologiile enumerate mai sus folosesc procese tehnologice standard ca depunerea în fază gazoasă (inclusiv epitaxia), oxidarea, difuzia, depunerea în vid etc., ceea ce este avantajos din punctul de vedere al folosirii experienţei existente şi al unor investiţii suplimentare minime.

Tehnologiile CDI, BDI, TRIM merg pe linia simplificării procesului (se reduce numărul de măşti) şi reuşesc o reducere a ariei, adesea însă în detrimentul performanţelor electrice. Celelalte tehnologii determină o îmbunătăţire atît a dimensiunilor cît şi a calităţilor electrice ale circuitelor. În tabela 1 se dau cîteva date

Tabela 1

	Tehnologia	Numărul de măşti	Numărul de operaţii
BIPOLAR	Standard	6	21
	CDI	5	20
	BDI fără strat îngropat	4	15
	BDI cu strat îngropat	5	19
	TRIM	3	11
	IZOPLANAR	6	22
MOS	Standard MOS cu canal p	4	13
	MOS cu poartă de siliciu	4	15

comparative asupra complexităţii tehnologiilor indicate mai sus şi a două tehnologii MOS larg utilizate: standard cu canal *p* şi MOS cu poartă de siliciu. Aceste date sînt numărul de măşti şi numărul de operaţii necesare considerînd un singur strat de metalizare (la întocmirea tabelei s-au avut în vedere cifrele date în [1] şi estimări proprii conforme cu această lucrare).

De regulă, tehnologiile noi au fost aplicate pentru realizarea circuitelor numerice care sînt mai puţin sensibile la variaţiile unor parametri ai dispozitivelor active şi sînt cerute în cantităţi mari de industria calculatoarelor electronice (porţi, memorii etc.).

Memoriile pentru calculatoarele electronice sînt circuitele care se pretează cel mai bine la integrarea pe scară largă (LSI). Efortul de realizare într-o singură structură („chip") a unui număr cît mai mare de componente

* Ing. *A. Rusu* este asistent la Facultatea de electronică din Bucureşti.

electronice se face atît pe baza creşterii ariei structurii cît şi prin creşterea densităţii de împachetare (caracterizată prin numărul de biţi pe structură). În acest sens, figura 1 dă

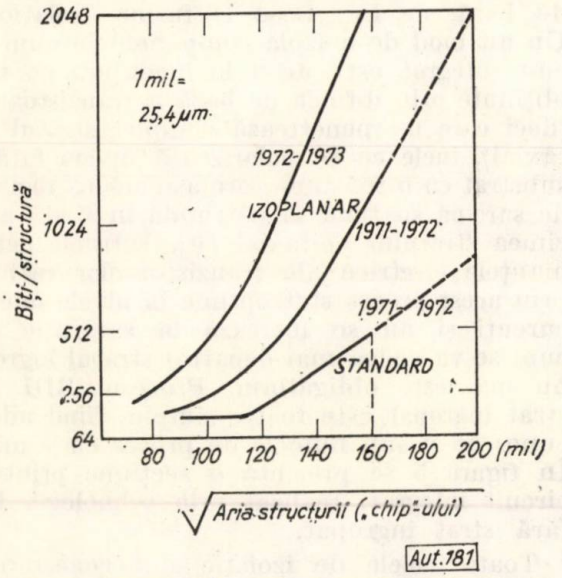


Fig. 1. Evoluţia memoriilor integrabile pe scară largă.

o imagine asupra performanţelor atinse în domeniul integrării pe scară largă [2]. Se observă că s-a ajuns la arii de structură de 4×4 mm^2; prin tehnologia standard, pe această arie se poate realiza cel mult o memorie de 512 biţi, pe cînd prin tehnologia IZOPLANAR numărul de biţi poate creşte la 2 048.

Pentru exemplificarea fiecărei tehnologii se va prezenta o secţiune printr-un circuit simplu şi anume un tranzistor cu o rezistenţă în colector (invertor). În figura 2 se prezintă, pentru

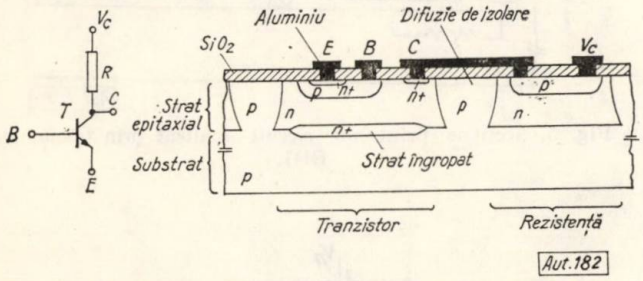


Fig. 2. Realizarea circuitului invertor prin tehnologia standard.

comparaţie, realizarea acestui circuit prin tehnologia standard cu strat îngropat [3]. Segmentarea stratului epitaxial în insulele în care s-au realizat tranzistorul şi rezistenţa s-a făcut prin difuzii de izolare (zone de conductivitate p, opusă celei a stratului epitaxial). Operaţia de difuzie fiind selectivă cere o mască separată, iar difuzia propriu-zisă este relativ dificilă avînd în vedere adîncimea mare la care se efectuează. Grosimea peretelui de izolare nu poate fi micşorată sub o anumită limită legată atît de rezistenţa lui electrică cît mai ales de cuplajele parazite ce afectează regimul de înaltă frecvenţă.

I. Tehnologii care înlătură difuzia de izolare, realizînd aceasta prin difuzii tipice de tranzistor

1. *Procesul CDI* (procesul cu izolare prin difuzia de colector, de la „Collector Diffusion Isolation"). Caracteristic pentru acest proces este utilizarea unui strat epitaxial de tip p; izolarea componentelor se face prin difuzii de tip $n+$ care, pentru tranzistoare, împreună cu stratul îngropat, reprezintă zona colectorului [4], [5], [6]. În figura 3 se prezintă o secţiune printr-un circuit realizat prin tehnica CDI.

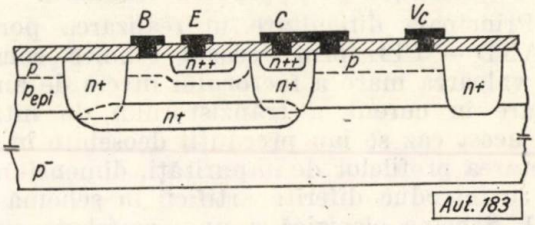


Fig. 3. Secţiune printr-un circuit realizat prin tehnologia CDI.

Din punct de vedere tehnologic, se micşorează numărul de măşti (5) şi de operaţii, se obţine o arie mai mică. Difuzia de izolare nu este critică prin adîncimea sa datorită faptului că se utilizează straturi epitaxiale subţiri (1,5 — 2 μm).

Din punct de vedere electric, se produc următoarele modificări faţă de tehnologia standard, toate legate de dotarea puternică ($n+$) a colectorului:

— micşorarea tensiunii de străpungere a joncţiunii colector-bază;

— reducerea tensiunilor de saturaţie;

— creşterea capacităţilor joncţiunii colector-bază (care sînt capacităţi de izolaţie);

— mărirea factorului invers de amplificare în curent (colectorul devine mai eficient) ş.a.

În tabela 2 se dau, comparativ, cîteva din performanţele electrice ale tranzistoarelor rea-

Tabela 2

	CDI	Standard
U_{stCEO} (10 μA)	5,4...5,9 V	6...10 V
U_{CEsat} (10 mA)	60...120 mV	160...200 mV
h_{21E} (5 mA)	20...90	20...90
f_T (100 mA)	0,5 GHz	0,7 GHz
f_T(max)	0,7 GHz (10 mA)	0,7 GHz

lizate prin tehnologia standard şi prin CDI [4]. Pentru circuitele logice, scăderea tensiunilor de străpungere nu reprezintă un inconvenient deoarece tensiunile de alimentare se iau cît mai mici posibil pentru a reduce consumul. Dacă frecvenţa de tăiere a tranzistorului nu este afectată, porţile CDI, datorită capacităţilor de izolare mai mari, merg la viteze mai mici. Astfel, timpul de propagare este de 20 ns faţă de 5 ns cît se poate obţine, în aceleaşi condiţii tehnologice, prin procesul standard; porţile CDI consumă însă o putere mai mică (deoarece parametrii dispozitivelor active sînt optimi la curenţi mai mici), astfel că produsul putere consumată × timp de întîrziere ($P \times t_d$) poate lua valori competitive cu cele de la circuitele standard, de exemplu 8 pJ la CDI şi 5 pJ la procesul standard.

Principala dificultate în realizarea porţilor NAND — TTL prin această tehnică consistă în valoarea mare a factorului invers de amplificare în curent a tranzistorului de intrare. În acest caz se iau precauţii deosebite în proiectarea profilelor de impurităţi, dimensiunilor, şi se introduc diferite artificii în schemă [7], [8]. Schema electrică a unui astfel de circuit este prezentată în figura 4. Din punctul de

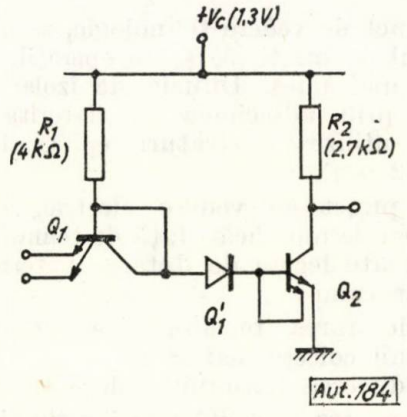


Fig. 4. Poartă NAND realizată prin tehnica CDI.

vedere al circuitului de intrare, se observă scurtcircuitarea joncţiunii colector-bază la tranzistorul Q_1 şi introducerea unei diode Q_1' (joncţiunea colector-bază a unui alt tranzistor), deci o variantă de tip DTL. Pentru micşorarea timpului de stocare, la comutarea din saturaţie a tranzistorului Q_2 acţionează atît Q_1 cît şi al doilea emitor legat de baza sa; aceste două elemente ajută la evacuarea rapidă a sarcinii stocate din baza tranzistorului. În ceea ce priveşte sarcina stocată în regiunea colectorului, aceasta este foarte mică datorită dotării puternice; ca urmare nu mai sînt necesare precauţiile impuse de evacuarea rapidă a acesteia, de regulă micşorarea timpului de viaţă printr-o difuzie de aur. Lipsa difuziei de aur determină, pe lîngă simplificarea procesului, compatibilitatea circuitelor numerice CDI cu cele liniare (pentru care prezenţa aurului ar micşora puternic factorii de amplificare în curent).

2. *Procesul BDI* (proces de izolare prin difuzia de bază, de la „Base Diffusion Isolation"). Un alt mod de a izola componentele unui circuit integrat este de a le înconjura cu inele obţinute prin difuzia de bază a tranzistoarelor (deci care nu penetrează complet stratul epitaxial), inele ce se polarizează invers faţă de substrat cu o tensiune care asigură ca regiunea de sarcină spaţială să pătrundă în toată adîncimea stratului epitaxial [9]. Întrucît performanţele electrice ale tranzistoarelor realizate prin acest proces sînt optime la nivele mici de curenţi şi nu se lucrează la saturaţie (aşa cum se va vedea mai departe) stratul îngropat nu mai este obligatoriu. Procesul BDI fără strat îngropat este foarte simplu, fiind adesea cunoscut şi sub numele de proces cu 4 măşti. În figura 5 se prezintă o secţiune printr-un circuit integrat, realizat prin tehnologia BDI fără strat îngropat.

Toate inelele de izolaţie sînt conectate la o sursă V_i de valoare relativ mare ($\approx$15 V), deci un element de polarizare suplimentar. Structura prezentată în figura 5 indică şi apariţia de noi efecte parazite în paralel cu tranzistorul *npn*, şi anume tranzistorul cu efect lateral format cu inelul şi tranzistorul vertical format cu substratul, ambele de tip *pnp*. Notîndu-se cu V_n tensiunea care cade pe regiunea de sarcină spaţială a inelului de izolaţie şi cu R_s rezistenţa substratului dintre colec-

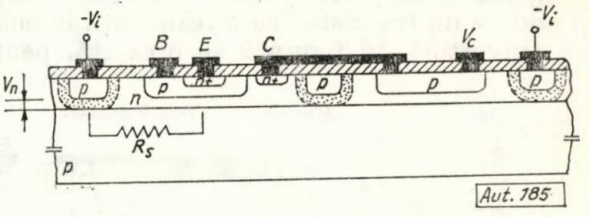


Fig. 5. Secţiune printr-un circuit realizat prin tehnologia BDI.

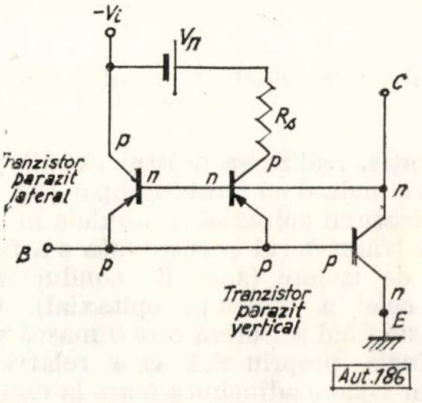


Fig. 6. Tranzistoare parazite cuplate cu tranzistorul npn.

torul tranzistorului *npn* şi inel, se poate da o schemă echivalentă a elementelor parazite care apar (fig. 6). Pentru ca acţiunea tranzistoarelor parazite să fie minimă, ele trebuie menţinute în blocare; observînd că joncţiunile lor emitoare sînt în paralel cu joncţiunea colector-bază a tranzistorului *npn*, se deduce că nu se permite funcţionarea la saturaţie, singurul regim care deschide aceste joncţiuni.

Performanţele electrice ale circuitelor realizate în tehnica BDI sînt relativ scăzute; singurul avantaj rămîne preţul de cost scăzut datorit simplităţii tehnologiei.

II. Tehnologii de circuite cu izolare prin oxid

1. *Procesul IZOPLANAR.* Procedeele de izolare cu oxid de siliciu au fost posibile în urma găsirii unei metode de oxidare selectivă a suprafeţei plachetelor semiconductoare. Metoda constă în mascarea locurilor ce nu trebuie oxidate cu nitrură de siliciu (Si_3N_4); această substanţă prezintă două proprietăţi fundamentale care o fac aptă pentru scopul enunţat mai sus:

— nu permite difuzia speciei oxidate (în speţă oxigenul) spre suprafaţa plachetei pe care se află depusă;

— se poate coroda cu acid fosforic (H_3PO_4), corodant care nu atacă siliciul şi oxidul de siliciu.

În figura 7 se prezintă cîteva din fazele procesului de despărţire în insule a stratului epitaxial prin pereţi de oxid. Înaintea oxidării

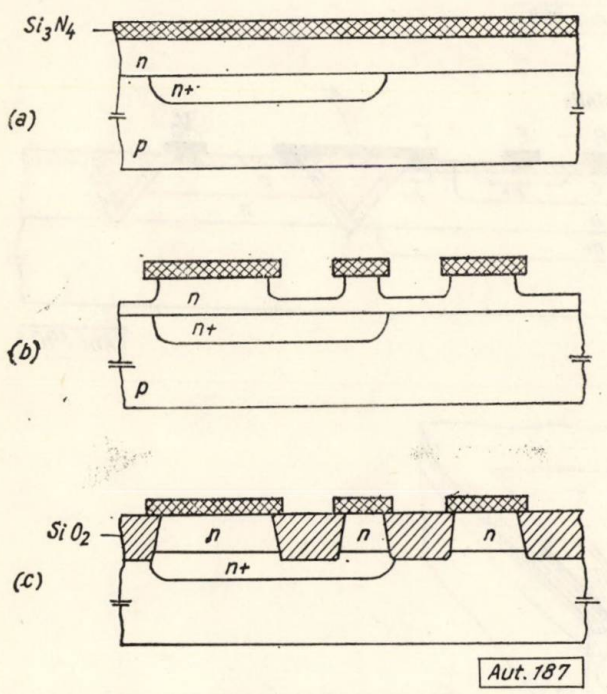


Fig. 7. Etapele izolării cu oxid:
a) depunere neselectivă de nitrură de siliciu;
b) deschiderea ferestrelor în Si_3N_4 şi corodarea stratului epitaxial; c) oxidarea de izolare.

se face o corodare a stratului epitaxial întrucît oxidul crescut devine de aproape două ori mai gros decît siliciul consumat; în felul acesta, după oxidare, suprafaţa plachetei rămîne plană.

Procesul IZOPLANAR se poate face în două variante: cu baza uniform dopată (plecîndu-se de la un strat epitaxial *p*) sau cu baza difuzată (strat epitaxial *n*). Ultima variantă permite obţinerea de dispozitive cu performanţe electrice superioare şi într-o varietate crescută [2]; în figura 8 se arată o secţiune printr-un astfel de circuit.

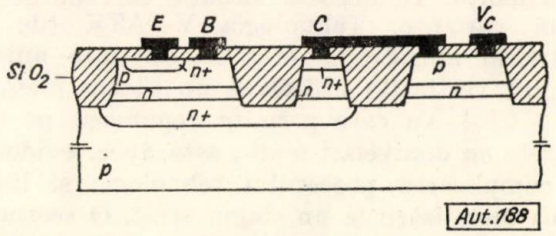


Fig. 8. Secţiune printr-un circuit realizat prin tehnologia IZOPLANAR.

Principalele avantaje ale tehnologiei IZOPLANAR sînt:

— densitate mare de împachetare rezultată dintr-o arie mai mică a dispozitivelor şi pereţi de izolare mai subţiri; aria mai mică a dispozitivelor se datoreşte şi posibilităţilor mai riguroase de mascare şi aliniere pe care le conferă însuşi oxidul (autoaliniere);

— suprafaţa circuitului este practic coplanară permiţînd metalizări în mai multe straturi, strict necesară la circuite complexe integrabile pe scară largă;

— micşorarea substanţială a produsului $P \times t_d$, în special prin reducerea capacităţilor de izolare (datorită oxidului gros).

Pentru exemplificarea acestor avantaje, în tabela 3 se prezintă două circuite similare, memorii de 256 biţi, una realizată prin tehnica standard şi cealaltă prin procesul IZOPLANAR.

2. *Procese cu izolare în V.* Unul din dezavantajele procesului tehnologic IZOPLANAR

Tabela 3

Tipul circuitului	93400 (standard)	93410 (IZOPLANAR)
Funcţia realizată	memorie de 256 biţi cu decodare parţială	memorie de 256 biţi cu decodare completă
Aria unei celule de memorie	30 mil²	15 mil²
Aria totală	114×145 mil²	96×126 mil²
Puterea consumată	2,5 mW/bit	2,0 mW/bit
Timp de acces	70 ns	50 ns

îl constituie realizarea relativ dificilă a oxidului gros de izolare; cu toate că se lucrează cu straturi epitaxiale subţiri, oxidul rămîne destul de gros. Pentru evitarea acestei operaţii, pentru izolarea componentelor se procedează la corodarea siliciului dintre ele şi la oxidarea superficială; şanţurile ce se obţin în plachetă au forma de V, de unde denumirea dată tehnologiilor respective [10]. Problema care intervine acum este cea a metalizării, datorită suprafeţei puternic denivelate; aluminiul, cel mai utilizat metal, nu mai poate fi folosit în astfel de condiţii. În această situaţie se recurge la două variante. Tehnologia V—ATE (de la „vertical anisotropic etch" — corodare anizotropică verticală) utilizează un sistem metalic Pt + Ti + Au care permite depunerea pe suprafeţe cu denivelări mari; asta duce, evident, la complicarea procesului tehnologic şi limitarea metalizării la un singur strat. O secţiune printr-un astfel de circuit este prezentată în figura 9.

Tehnologia VIP sau polyplanar (de la „veesolation with polysilicon back-fil" — izolare în V cu umplere cu siliciu policristalin) umple şanţurile dintre componente cu siliciu policristalin, realizînd o suprafaţă plană. Procesul tehnologic este mai complex (intervin două operaţii suplimentare : depunerea siliciului policristalin şi corodarea pînă la nivelul oxidului), însă permite utilizarea aluminiului, eventual în straturi multiple. O ilustrare a unui circuit realizat prin tehnologia VIP este prezentată în figura 10.

III. Procesul cu trei măşti — TRIM

Pe linia simplificării procesului tehnologic, utilizarea a numai trei măşti reprezintă un pas important. Acest lucru este posibil prin utilizarea tranzistorului lateral şi izolarea dintre componente de tip CDI [1]. În figura 11, b se prezintă configuraţia unui circuit realizat prin tehnologia TRIM. Se remarcă lipsa stratului epitaxial (zona p este difuzată) şi rezistivitatea mare a substratului ($\simeq 1\,000$ Ωcm). Această rezistivitate este necesară pentru ca izolarea prin regiunea de sarcină spaţială (zona punctată) să fie eficientă şi la tensiunile

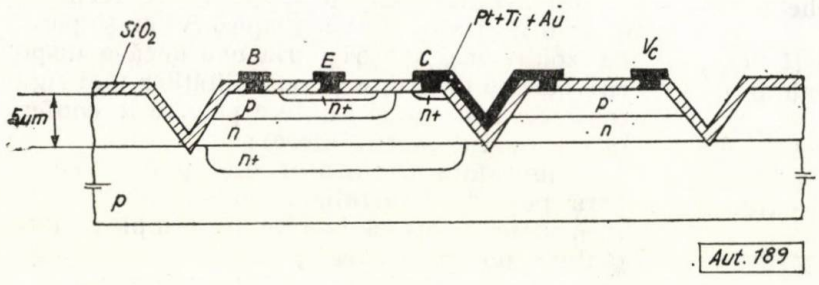


Fig. 9. Secţiune printr-un circuit realizat prin tehnologia V—ATE.

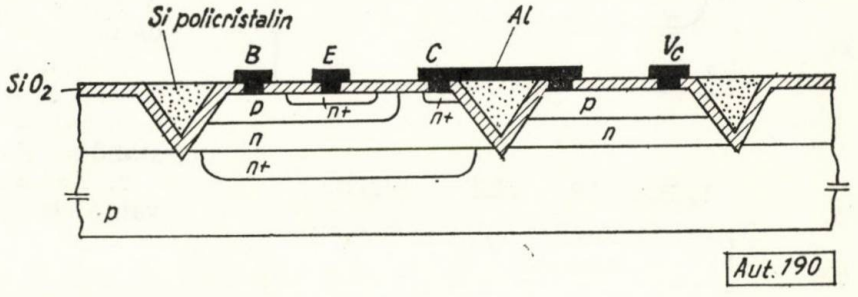


Fig. 10. Secţiune printr-un circuit realizat prin tehnologia VIP.

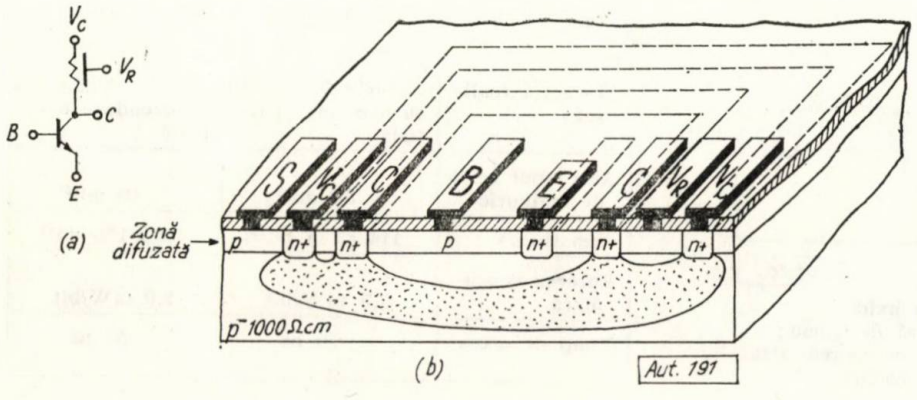


Fig. 11. a) Invertor cu sarcină activă b) Realizarea circuitului prin tehnologia TRIM.

cele mai mici de colector, adică în regimul de saturaţie. Pentru ca aria circuitului să fie minimă, în locul rezistenţei obişnuite s-a folosit o sarcină activă (rezistenţa dintre colectorul şi emitorul unui tranzistor polarizat în regiunea activă a caracteristicilor), procedeu folosit curent la MOS; neliniaritatea unei astfel de sarcini este mai puţin importantă în cazul circuitelor logice (fig. 11, a).

Din punct de vedere electric performanţele unei astfel de configuraţii de circuit sînt mai scăzute; pentru exemplificare se dau cîţiva parametri ai tranzistorului: h_{21E} ($V_{CE} = 2$ V) = = 20 — 100; $U_{stCEO} = 5$ V; f_T ($I_C = 0{,}8$ mA) = = 120 MHz.

IV. Circuite logice cu tranzistoare cuplate — MTL

Circuitele logice MTL (de la „Merged Transistor Logic") reprezintă o clasă nouă de circuite logice care realizează o densitate funcţională extrem de mare. Aceasta implică două componente:

a) densitate mare de împachetare prin înlăturarea pereţilor de izolare din cadrul circuitului;

b) folosirea în scopuri utile a cuplajelor ce apar între diferitele regiuni difuzate; deşi se pot da scheme echivalente cu tranzistoare izolate separat, practic se realizează dispozitive noi multijoncţiune (dispozitiv funcţional).

Ţinînd seamă şi de faptul că circuitele nu au rezistenţe ci numai sarcini active, se obţin dimensiuni comparabile cu cele obţinute prin tehnologia MOS.

Un alt avantaj al acestor circuite constă în folosirea în scopuri utile a existenţei unui factor invers de amplificare în curent de valoare mare (ceea ce, pentru celelalte tehnologii, constituia un dezavantaj). Aceasta se realizează prin operarea în regim invers a tranzistoarelor: deşi tehnologic ele au colectorul comun (în stratul epitaxial), funcţional se lucrează în conexiunea emitor comun (joncţiunile colector-bază devin emitoare).

Pînă acum se cunosc două circuite realizate în tehnica MTL: memorie RAM [11] şi poartă NOR [12]. În figura 12 se prezintă o secţiune printr-o celulă de memorie (circuit basculant bistabil); de la început se remarcă că se pot folosi procesele tehnologice standard.

În linii mari, funcţionarea circuitului este următoarea: joncţiunea p_1n, polarizată direct de la sursa V, emite goluri în regiunea n. Majoritatea acestora sînt colectate de zonele vecine p_2 şi p_3 care se pozitivează în raport cu masa, deci se deschid structurile de tranzistor n_2p_3n şi n_1p_2n. Această stare nu este stabilă, orice variaţie statistică a împărţirii curentului de goluri I_0 între cele două regiuni p_2 şi p_3 ducînd la blocarea uneia dintre structuri. Dacă, de exemplu, zona p_2 captează mai multe goluri, se produc următoarele fenomene: scade potenţialul zonei p_2 (datorită căderilor de tensiune mai mari determinate de curentul absorbit) şi creşte potenţialul zonei p_3. Prima consecinţă este dezechilibrul de curenţi injectaţi de cele două joncţiuni p_2n şi p_3n: joncţiunea p_2n evoluează spre blocare, iar p_3n se deschide mai mult. Întrucît joncţiunea n_2p_3 este deschisă (potenţialul zonei n_2, acelaşi cu al zonei p_2, este mai mic decît cel corespunzător zonei p_3), creşterea curentului acesteia I_C determină scăderea potenţialului zonei n_2 şi, de aici, al lui p_2. Iată deci un proces în avalanşă care se încheie odată cu blocarea structurii n_1p_2n şi saturarea lui n_2p_3n. Această desimetrizare nu determină o deviere completă a curentului I_0 spre zona p_2; aceasta deoarece injecţia zonei p_1 rămîne izotropică şi se modifică doar polarizările joncţiunilor np_2 şi np_3, care nu influenţează mult absorbţia purtătorilor minoritari. Deci $I_B < I_C$, însă diferenţa nu este prea mare; rezultă că structura n_2p_3n se saturează pentru un factor invers de amplificare în curent $h_{21E} = I_C/I_B$ supraunitar, dar nu mult diferit de unu, lucru uşor realizabil chiar la curenţi foarte mici ($I_0 \simeq 0{,}1$ mA).

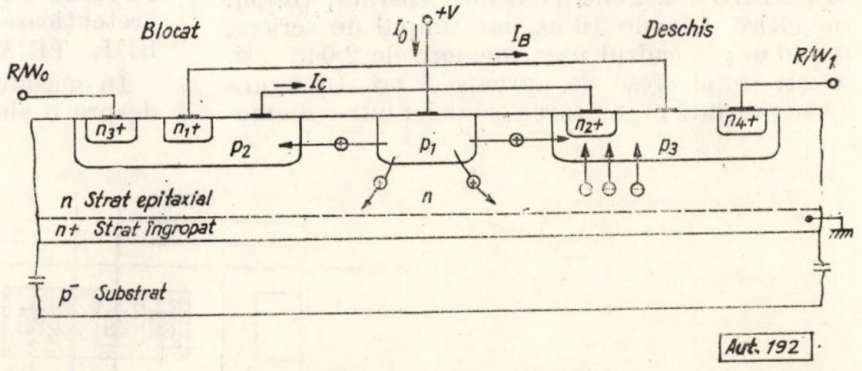


Fig. 12. Celulă de memorie MTL.

Joncţiunile n_3p_2 şi n_4p_3 legate de firele R/W_0, respectiv R/W_1 (R/W — citeşte/scrie), comandă starea celulei.

Pentru celula prezentată în figura 12 se poate da o schemă echivalentă cu tranzistoare discrete (fig. 13); se observă operarea inversă

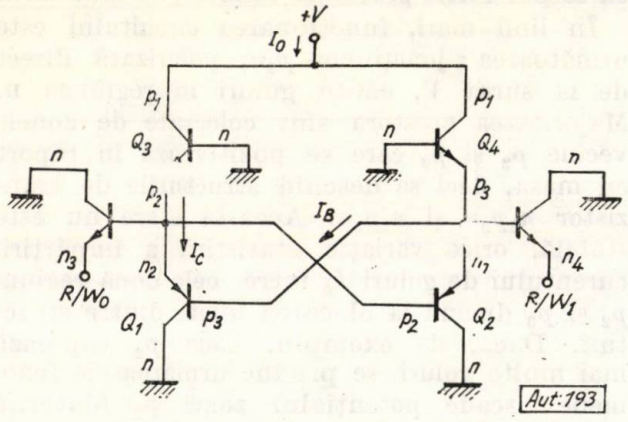


Fig. 13. Schema echivalentă a celulei de memorie prezentate în figura 12.

a tranzistoarelor Q_1 şi Q_2. Observînd că sînt necesare şase tranzistoare, dacă schema s-ar transpune în tehnologiile clasice, fiecare dispozitiv izolîndu-se separat, aria circuitului ar deveni de circa 4—7 ori mai mare. Într-adevăr aria celulei discutate mai sus este de 4 mil² faţă de 30 mil² în cazul standard şi 15 mil² la IZOPLANAR. Pentru o celulă separată, timpul de citire este de 10 ns, iar timpul de scriere, de 40 ns; în cadrul unei memorii de 2 048 biţi, aceşti timpi cresc de aproape 5 ori. În figura 14 se prezintă organizarea celulelor într-o memorie MTL. Se observă că două celule învecinate au aceeaşi joncţiune emitoare (p_1n), obţinîndu-se în felul acesta o economie suplimentară de spaţiu.

Toate calităţile expuse despre logica MTL o indică ca favorită în competiţia dintre tehnologii; mai trebuie însă învinse diferite piedici de natură economică şi comercială.

V. Concluzii

Tendinţele noi în tehnologia circuitelor integrate bipolare au urmărit incontinuu reducerea ariei ocupate de fiecare circuit în paralel cu simplificarea procesului tehnologic.

În vederea reducerii ariei s-a acţionat de regulă asupra izolării dintre componente, folosindu-se în acest scop difuziile tipice de tranzistor (BDI şi CDI), oxidul (IZOPLANAR, V—ATE, VIP) sau înlăturîndu-se complet (MTL). Aceste progrese au fost posibile şi datorită descoperirii sau perfecţionării unor operaţii, cum ar fi:

— folosirea proprietăţilor de mascare a nitrurii de siliciu;

— creşterea unor straturi epitaxiale subţiri;

— prelucrarea mai îngrijită a suprafeţei siliciului etc.

Procesele tehnologice simplificate (cu 5, 4 sau 3 măşti) au dus la realizarea unor circuite ieftine, dar cu performanţe electrice mai scăzute, cum este cazul în special la BDI şi TRIM. Faptul că dezvoltarea tehnologică a fost impulsionată de industria calculatoarelor electronice, care la ora actuală cere circuite logice, registre, memorii de performanţe ridicate, a făcut ca aceste ultime procedee să fie puţin dezvoltate. Pe măsură ce piaţa va cere şi circuite mai puţin pretenţioase, în cantităţi mari, tehnologiile BDI, TRIM vor putea deveni competitive.

În măsura în care acum nu se mai vorbeşte despre o singură tehnologie este şi mai dificil de spus care este mai bună. De altfel un astfel de răspuns nu se va putea da; mai sigur, pot avea loc specializări ale proceselor pentru diferite categorii de circuite, aplicaţii. Dintre circuite, memoriile semiconductoare reprezintă un domeniu de vîrf al integrării pe scară largă. Capacitatea de memorare (număr de biţi) pentru o structură este în permanentă creştere; acest lucru se realizează atît prin creşterea

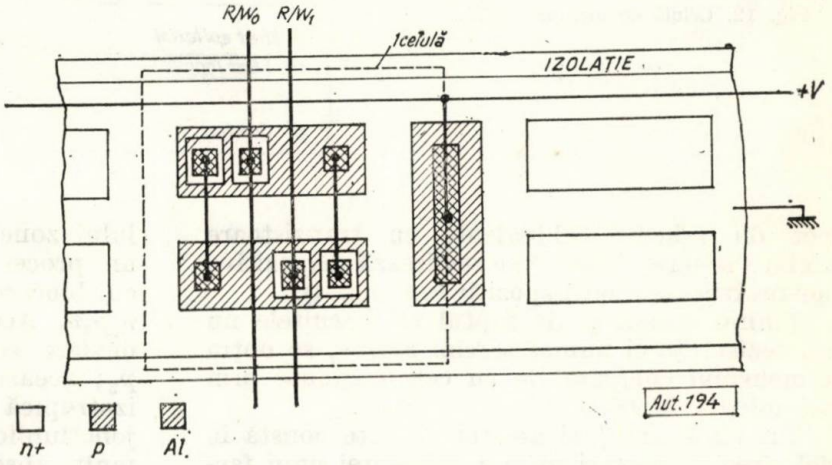


Fig. 14. Organizarea celulelor într-o memorie MTL.

ariei structurii, cît mai ales prin creşterea densităţii funcţionale datorită minimizării izolaţiilor dintre componente şi utilizării de celule de memorie de concepţie nouă.

***

Lucrarea de faţă este un rezultat al activităţii de specializare desfăşurate de autor în cadrul C.C.P.C.E. Băneasa. La elaborarea ei, discuţiile purtate cu ing. C. Bulucea au fost de o deosebită utilitate; pe această cale, autorul ţine să-i exprime cele mai sincere mulţumiri.

BIBLIOGRAFIE

[1] Glinski, V. J. *A three mask bipolar integrated structure.* În: IEEE Transactions on Electron Devices, ED — *19*, 2, p. 182—190.
[2] Baker, W. D., Laws, D. A. *The isoplanar process.* În: Fairchild Semiconductor, oct 1971.
[3] Camenzind, H. R. *Circuit design for integrated electronics.* Addison-Wesley, 1968.
[4] Murphy, B. T., Glinski, V. J., Pedersen, R. A. *Collector diffusion isolated integrated circuits.* În: Proceedings of the IEEE, *57*, 9, p. 1523—1527.
[5] Murphy, B. T., Neville, S. M., Pedersen, R. A. *Simplified bipolar technology and its applications to systems.* În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC — *5*, 1, p. 7—14.
[6] Murphy, B. T., Glinski, V. J. *Transistor-transistor logic with high packing density and optimum performance at high inverse gain.* În: IEEE Journal of Solide-State Circuits, SC — *3*, 3, p. 261—267.
[7] Gary, P. A., Pedersen, R. A., Soloway, B. H., Reed, R. A. *Design of high-performance TTL employing CDI component structures.* În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC — *5*, p. 227—235.
[8] Grundy, D. L., Bruchez, J., Down, B. *Collector diffusion isolation packs many functions on a chip.* În: Electronics, *45*, 14, p. 96—104.
[9] Senhouse, L. S., Kushler, D. L., Murphy, B. T. *Base diffusion isolated transistor for low power integrated circuits.* În: IEEE Transactions on Electron Devices, ED — *18*, 6, p. 355—358.
[10] Fields, W. S. *The great bipolar RAM race.* În: Electronics, *45*, 14, p. 65—66.
[11] Wiedmann, S. K., Berger, H. H. *Superintegrated memory shares functions on diffused islands.* În: Electronics, *45*, 4, p. 83—87.
[12] Wiedmann, S. K., Berger, H. H. *Merged transistor logic (MTL).* 1972 International Solid State Conference in Philadephia.

MARCEL ŞAPIRA *

Centrala modulară universală de alarmare CUAM

1. Sistemul de pază automată adoptat

Creşterea valorii bunurilor materiale ale întreprinderilor, magazinelor, băncilor etc. a impus în întreaga lume luarea unor măsuri deosebite atît pentru paza contra incendiilor, cît şi pentru paza contra infractorilor. Pînă în jurul anului 1950 s-au dezvoltat în special echipamentele pentru paza contra incendiilor, pentru ca în ultimele două decenii să ia amploare şi paza automată împotriva infractorilor.

Dezvoltarea economică a ţării noastre a impus o dezvoltare corespunzătoare a pazei automate. În acest sens s-a pus problema realizării unui sistem de pază automată care să asigure o eficienţă deosebită, o mare siguranţă în funcţionare şi un preţ de cost redus.

Soluţia preconizată a fost aceea a unui sistem unificat de pază automată contra incendiilor şi contra infractorilor. Realizarea acestui deziderat presupunea reanalizarea detectoarelor din cel puţin două puncte de vedere:
— tensiunea de alimentare;
— elementul de ieşire al detectoarelor.

Stadiul actual al dezvoltării semiconductoarelor la noi în ţară, precum şi o serie de considerente tehnice, au impus alegerea unei tensiuni de alimentare de 24 V. Această alegere are fără îndoială şi anumite inconveniente. Astfel, spre exemplu, detectoarele de fum realizate de firme cu vechi tradiţii funcţionează la o tensiune de 220 V curent continuu. Dar nu este mai puţin adevărat că în ultimul timp au apărut pe plan mondial mici întreprinderi care, profitînd de pasivitatea marilor firme (şi fără obligaţiile acestora faţă de enormul echipament în funcţiune), au lansat o serie de detectoare de fum cu cameră de ionizare la tensiuni de lucru reduse (24 V şi mai mici), la preţuri competitive.

Ca element de ieşire a fost preferat un contact normal deschis.

La aceste două caracteristici trebuie adăugată folosirea în aparatajul activ a semiconductoarelor cu siliciu.

Astfel a fost posibilă unificarea pazei contra incendiilor cu aceea contra infractorilor în sensul că centrala poate deservi ambele tipuri de pază.

Ca tip de funcţionare s-a ales cel cu curent de repaus pe linie, astfel încît sistemul să poată alarma atît la acţionarea detectoarelor, cît şi la ruperea legăturii dintre centrală şi detector. Constructiv, sistemul a fost conceput modular pentru a asigura o exploatare raţională şi un preţ de cost minim.

Prezentul articol îşi propune să descrie centrala CUAM a acestui sistem.

* Dr. ing. *Marcel Şapira* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări automatizări.

2. Centrala modulară universală de alarmare CUAM

Cîteva caracteristici tehnice şi constructive. Centrala este realizată constructiv cu trei tipuri de module:

— modulul de linii *ML* — dimensiuni 340 × × 360 × 80;

— modulul de baraje *MB* — dimensiuni 340 × 360 × 80;

— modulul de serviciu *MS* — dimensiuni 340 × 360 × 100.

Toate aceste module sînt alimentate în tampon de la reţea.

În ceea ce priveşte condiţiile de mediu, centrala a fost construită pentru a lucra în limitele:

— temperatură −15°C ... +45°C;

— umiditate 65 ± 20%;

— mediu ambiant lipsit de praf şi substanţe active.

Elementele utilizate. În afara legăturilor de semnalizare exterioare, care sînt realizate cu relee REED, centrala CUAM foloseşte în exclusivitate comutaţia statică.

Sistemul de comutaţie statică ales este *RT*, cu o singură sursă de polarizare ($+E_c$). Centrala conţine numai două elemente logice NICI şi AMPLIFICATOR, ambele folosind tranzistorul cu siliciu planar *npn* BC 107.

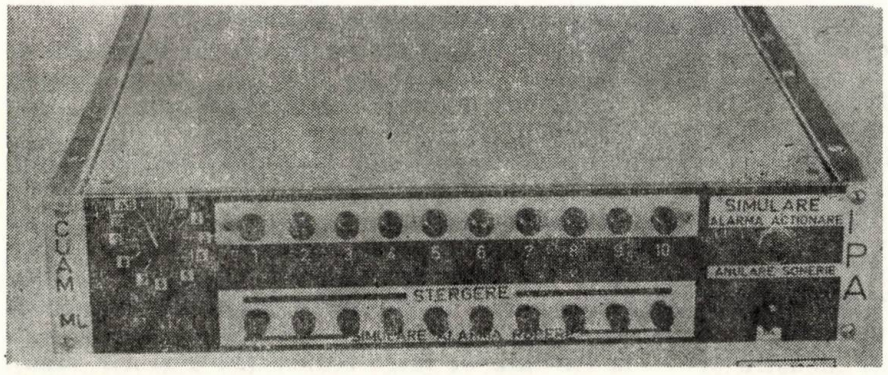


Fig. 1. Modulul de linii

Rezultă că întreaga centrală foloseşte un singur tip de tranzistor, ceea ce uşurează mult întreţinerea ei.

Elementele au fost calculate pentru o variaţie a tensiunii de alimentare de ±25% (faţă de tensiunea de E_c de +24 V) şi o toleranţă totală a rezistenţelor de ±10%.

3. Modulul de linii ML

Acesta este modulul de bază al centralei CUAM, modulul la care se conectează liniile cu detectoare (fig. 1). Capacitatea lui este de 10 linii cu detectoare.

Circuitul sesizor. Fiecărei linii îi corespunde în modul un circuit sesizor (fig. 2).

Linia cu detectoarele este legată în punctele *A* şi *L*.

Circuitul este astfel calculat încît, în „funcţionarea normală" (linia neavariată, terminată corect cu rezistenţa R_T şi sesizorul S neacţionat), elementul N_1 este saturat, iar elementul N_2 blocat. În această situaţie, lampa h este stinsă.

La ruperea firului de legătură cu detectorul, tensiunea în punctul L devine zero. O a doua intrare a elementului N_1 este conectată la ieşirea unui oscilator de foarte joasă frecvenţă (circa 2 Hz). În aceste condiţii, elementul N_1 se saturează în ritmul tensiunii oscilatorului, ritm în care va lumina şi lampa h. În situaţia descrisă, elementul N_2 rămîne în continuare blocat.

Rezultă că, în cazul întreruperii firului de legătură al centralei cu detectorul, lampa h luminează intermitent şi aceasta pînă la refacerea legăturii, cînd lampa se stinge automat.

În cazul acţionării unui detector, se închide contactul S care scurtcircuitează rezistenţa terminală a liniei şi face ca potenţialul punctului *L* să crească faţă de „funcţionarea normală". În această situaţie, elementul N_2 se saturează, memoria N_2—N_3 este basculată, amplificatorul este acţionat şi lampa h va lumina continuu. Readucerea detectorului în stare normală sau ruperea ulterioară, după acţionarea detectorului, a liniei de legătură cu detectorul nu mai au nici o influenţă asupra circuitului sesizor care „memorează alarma".

Revenirea la „funcţionarea normală" este realizată cu ajutorul unui buton de ŞTERGERE

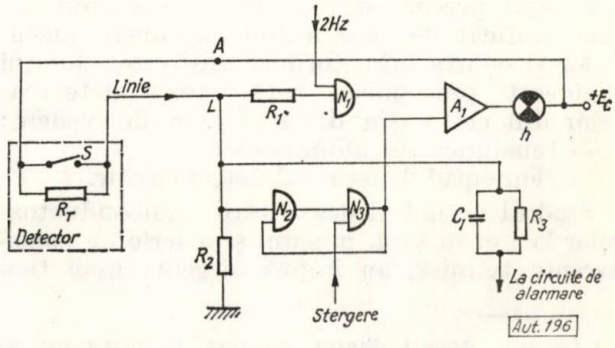


Fig. 2. Circuitul sesizor din modulul de linii.

şi poate fi realizată numai în cazul cînd detectoarele liniei respective nu mai sînt acţionate.

Cele prezentate mai sus arată că „citirea" alarmei se face direct, pe fiecare linie în parte, pe o singură lampă, care luminează intermitent la ruperea liniei de legătură cu detectoarele şi continuu în cazul unei alarme efective, rămînînd stinsă în funcţionarea normală. De aici rezultă o mare uşurinţă în exploatare şi intervenţie, evitîndu-se interpretările greşite din sistemele cu două citiri.

În afara indicaţiilor optice, modulul de linii asigură şi semnale pentru alarmările sonore. Astfel, variaţiile rapide de tensiune în punctul L, urmare a ruperii liniei sau a acţionării unui detector, sînt transmise prin reţeaua C_1R_3 circuitelor de alarmare.

Existenţa şi componenţa circuitelor de alarmare au determinat realizarea modulului de linii în patru variante constructive codificate astfel:

a) CUAM — ML — A;
b) CUAM — ML — C;
c) CUAM — ML — A — 10;
d) CUAM — ML — C — 10.

Modulul de linii a fost conceput să poată lucra şi autonom (A), caz în care el este dotat cu un circuit de alarmare, circuit care lipseşte la modulele utilizate în centrală (C), unde aceste circuite sînt conţinute în modulul de serviciu.

Circuitul de alarmare se termină cu un releu *REED* ale cărui contacte acţionează circuitul exterior al soneriei sau poate retransla alarma.

Uneori este necesar ca retranslaţia alarmei să se facă distinct pe fiecare linie (cazul panourilor sinoptice), caz în care fiecare linie este echipată cu un releu *REED*; varianta poartă indicativul 10 (fig. 3).

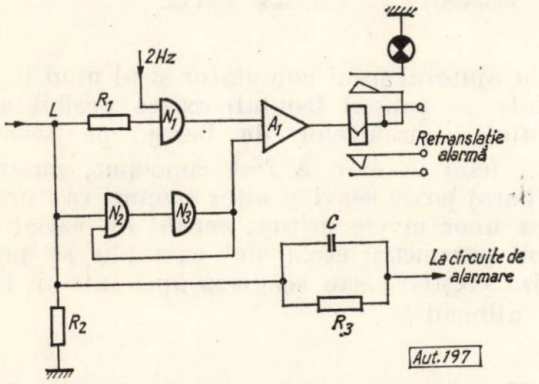


Fig. 3. Circuitul sesizor în variantele CUAM—ML—A—10 şi CUAM—ML—C—10.

Funcţionarea „zi-noapte". Funcţionarea în două regimuri („zi-noapte") a apărut ca o necesitate în urma unor experimentări făcute la noi în ţară. De cele mai multe ori, dintre detectoarele legate la o centrală CUAM, unele lucrează permanent, cum sînt detectoarele de pază a perimetrului întreprinderii, altele numai în afara orelor de program, cum sînt detectoarele montate la intrările unei magazii.

O altă situaţie poată să apară: detectoarele de fum din magazine trebuie deconectate de centrală atît timp cît magazinul este deschis (clienţii fumează) şi trebuie să funcţioneze normal pe durata în care magazinul este închis.

Deci detectoarele pot fi grupate în două categorii:

— cu funcţionare temporară,
— cu funcţionare permanentă,

corespunzătoare regimurilor de funcţionare „zi-noapte". Regimul de funcţionare se alege cu ajutorul comutatorului „zi-noapte" amplasat pe panoul frontal al modulului de linie.

În cazul cînd toate detectoarele legate la un modul de linii aparţin unei aceleiaşi categorii, butonul „zi-noapte" poate fi folosit ca buton „pornit-oprit" (operaţia presupune schimbarea a două fire care se conectează la comutator).

În funcţionarea „zi" detectoarele cu funcţionare temporară, inclusiv circuitele lor de sesizare, nu sînt alimentate. Schema este concepută pe patru grupe distincte de detectoare: grupa 1, liniile 1—4; grupa 2, liniile 5—7; grupa 3, liniile 8—9; grupa 4, linia 10. Alegerea regimului se face cu o mică matrice (schimbător).

Serviciile asigurate de modulul de linii. Modulul de linii asigură o serie de posibilităţi de verificare locală a funcţionării circuitelor sesizoare.

Astfel, cu ajutorul a 10 butoane cu revenire pot fi verificate individual cele 10 circuite sesizoare pentru o situaţie echivalentă cu „ruperea liniei". Aceleaşi butoane servesc la ştergerea memoriilor sesizoarelor ($N_2 - N_3$, fig. 3 şi 4).

Cu ajutorul butonului „simulare alarmă acţionare" şi al unui comutator cu 11 poziţii pot fi verificate individual cele 10 circuite sesizoare în situaţia „alarmă".

Acelaşi buton de simulare a alarmei de acţionare împreună cu comutatorul cu 11 poziţii, pus pe poziţia AS, asigură, în cazul variantelor autonome, anularea alarmei sonore cu menţinerea alarmei optice (aşa-numita „luare la cunoştinţă"). Tot acelaşi comutator cu 11 poziţii permite selectarea liniei pe care se cere să se măsoare tensiunile de funcţionare.

Multiplele funcţiuni ale elementelor panoului frontal permit operatorului o verificare rapidă a modulului şi o diversificare a serviciilor asigurate de acest modul.

4. Modulul de baraje

În sistemele de pază împotriva infractorilor, în special în sistemele de pază a perimetrelor, este deosebit de util să se cunoască dacă infractorul „a intrat" sau „a ieşit" din întreprindere.

Acest lucru se realizează cu ajutorul barajelor.

Prin baraj se înţeleg două detectoare instalate decalat în spaţiu în calea infractorului şi care vor fi deci acţionate cronologic într-un sens sau altul. Acţionarea celor două detectoare într-un sens sau altul poartă denumirea de ,,baraj parcurs".

Modulul de baraje (fig. 4) preia informaţiile venite de la perechi de detectoare şi, în funcţie de ordinea cronologică în care aceste detectoare sînt acţionate, indică la parcurgerea barajului, sensul de parcurgere echivalent cu ,,intrarea" sau ,,ieşirea" din incinta păzită.

Un modul de baraje conţine cinci circuite identice de baraj. Aceste circuite, cu o mare impedanţă de intrare, se leagă în paralel pe liniile cu detectoare (fig. 5).

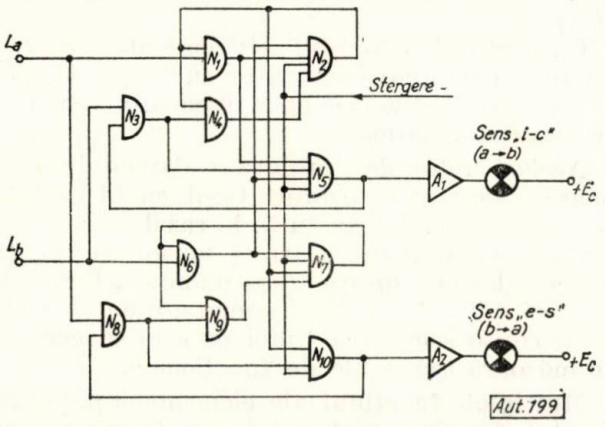


Fig. 5. Schema circuitelor de baraj.

Se consideră două detectoare legate la liniile L_a şi L_b. La acţionarea detectorului a este basculată memoria N_1-N_2. Elementul N_{10} este saturat şi, independent de acţionările următoare, lampa sensului b-a va rămîne stinsă. La acţionarea ulterioară a detectorului b, toate intrările elementului N_5 devin zero şi va fi acţionat amplificatorul A_1 al sensului $a-b$, aprinzîndu-se lampa corespunzătoare. Memoria N_3-N_5 menţine în continuare indicaţia optică a sensului de parcurgere pînă la aplicarea unei

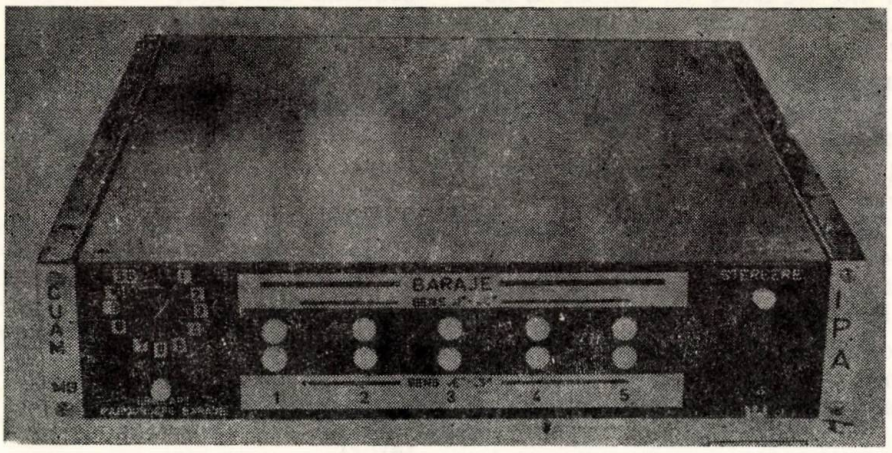


Fig. 4. Modulul de baraje.

,,ştergeri". Funcţionarea este similară pentru sensul $b-a$.

Se dă tabela de adevăr a unui baraj cu notaţiile din figura 5 (tabela 1).

Tabela 1

L_a		L_b		Sens $a-b$	Sens $b-a$
t_1	t_2	t_1	t_2		
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0
1	0 sau 1	0	1	1	0
0	1	1	0 sau 1	0	1

Observaţie: $t_2 = t_1 + \Delta t$, unde $\Delta t > 1$ ms.

Cu ajutorul unui comutator şi al unui buton (fixate pe panoul frontal) există posibilitatea verificării circuitelor de baraj, pe sensuri.

În felul în care a fost conceput, modulul de baraj poate servi şi altor scopuri ca: urmărirea unor nivele critice, sensul de variaţie a unor parametri etc.; de exemplu se poate sesiza creşterea sau scăderea apei într-un turn de alimentare.

5. Modulul de serviciu MS

Acest modul (fig. 6) este conceput ca centralizator al informaţiilor de pe ansamblul liniilor conectate la centrala CUAM. MS determină capacitatea maximă a centralei CUAM, care este de 100 de linii, respectiv de 10 module de linii şi pînă la 10 module de baraj.

Sesizarea optică se face pentru următoarele tipuri de alarme:

a) alarmă de incendiu;
b) alarmă de infracţiune;

Aceste detectoare se pot împărţi în trei grupe:

a) pasive;
b) active telealimentate;
c) active alimentate local.

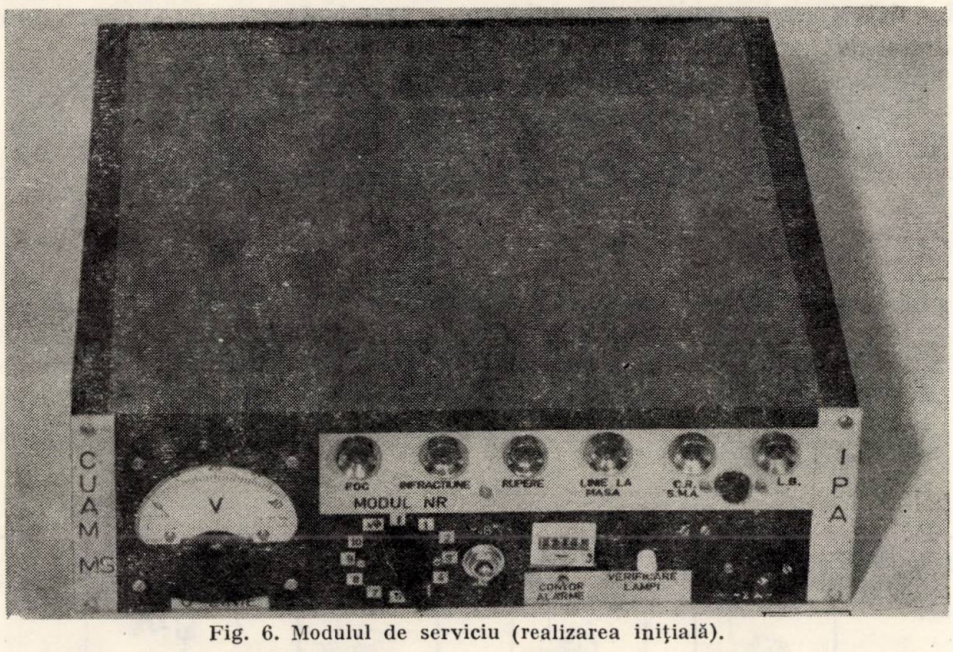


Fig. 6. Modulul de serviciu (realizarea iniţială).

c) alarmă de rupere a firului de legătură a centralei cu detectoarele pe o linie oarecare;
d) linia de legătură a centralei cu detectoarele „la masă";
e) căderea reţelei şi/sau siguranţa unui modul arsă;
f) căderea totală a alimentării centralei.

Există posibilitatea retranslaţiei în exterior a alarmei separat pentru „incendiu", infracţiune", „rupere" şi „defecţiune de alimentare" (comun pentru punctele *d*, *e* şi *f*). Aceeaşi posibilitatea există şi pentru alarmarea sonoră. De exemplu se pot monta sonerii avertizoare cu tonalităţi diferite pentru „incendiu", „infracţiune", „rupere" sau „defecţiune de alimentare". În plus, există un circuit de „alarmă generală" sonoră.

Modulul permite de asemenea măsurarea directă a tensiunii pe fiecare linie cu ajutorul unui aparat de măsură şi al unui comutator. Tensiunea poate fi măsurată faţă de minusul bateriei sau faţă de masă. Modulul este completat cu circuite de anulare a alarmei acustice („luare la cunoştinţă") cu păstrarea alarmelor optice de pe modulele de linii, circuite de verificare a lămpilor etc.

6. Detectoarele din sistemul CUAM şi conectarea lor la centrală

În anexa 1 sînt prezentate detectoarele de pază contra incendiilor şi contra infractorilor realizate în ţară, care se pot cupla la centrala CUAM. Toate aceste detectoare au ca element final un contact normal deschis.

Anexa 1

A) Detectoare de pază contra incendiilor, asimilate, care se pot cupla la CUAM

Denumirea	I.ams. (maxim) mA	Nr. detec. pe linie maxim recomandat
Detector de temperatură cu fir fuzibil (FEA)	5	20
Buton de semnalizare PCI (EA)	5	20
Detector de temperatură cu bimetal (miniatură) (AMC—Otopeni)	5	20
Detector de flacără pentru incendiu cu fotodiodă (FEA)	75	5
Detector de temperatură cu termistoare pentru incendii (FEA)	75	5

B) Detectoare de pază contra incendiilor, asimilate, care se pot cupla la CUAM

Dispozitive cu contact (microîntreruptoare Electroaparataj) cu braţ invers, lung şi rolă C223/3, cod 5947	5	20
Dispozitiv de cifrare (AUTOMATICA)	5	3—4
Releu fotoelectric RF—1 (AMC—Otopeni)	75	3—4
Traductor capacitiv de apropiere (FEMI)	75	3—4
Dispozitiv automat de pază cu lumină modulată TPIR—1—71 alimentat local	5	2

Observaţii În tabela de mai sus, dacă nu se menţionează altfel, detectoarele active sînt considerate telealimentate.

În aceeaşi anexă este indicat numărul maxim de detectoare recomandate să fie legate pe o linie.

În figura 7 este prezentat modul de conectare la CUAM a detectoarelor active, respectiv a detectoarelor pasive montate pe o linie.

Ţinînd seamă şi de alarma sonoră generală, care practic dublează alarmările individuale, probabilitatea de neapariţie a alarmărilor este în realitate mult mai mică (conform calculelor făcute, de circa 40 de ori mai mică).

Datele de mai sus se referă numai la centrala propriu-zisă.

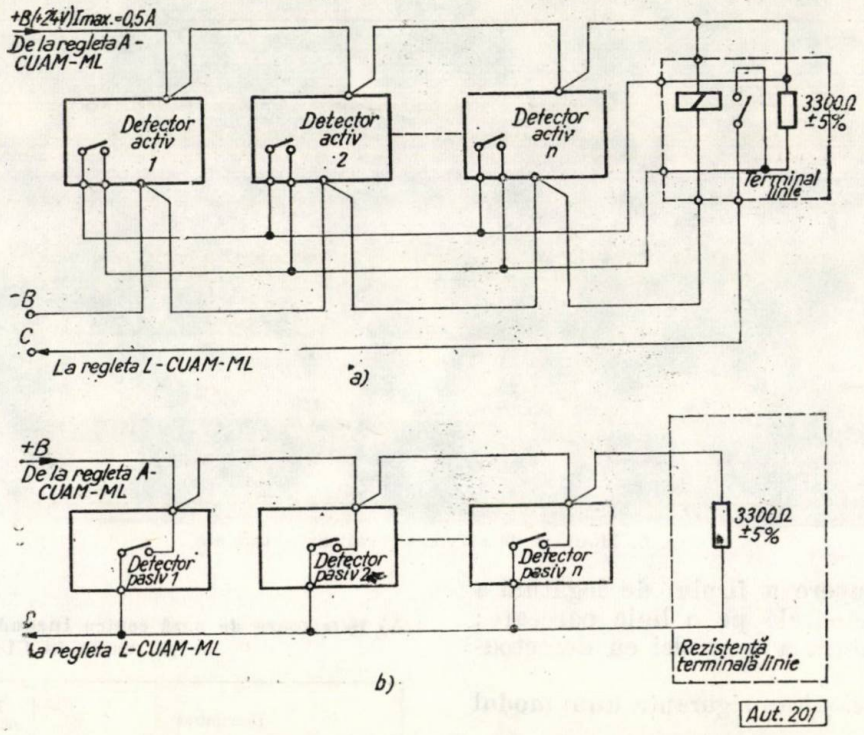


Fig. 7. Conectarea la CUAM: a) a detectoarelor active; b) a detectoarelor pasive.

În cazul detectoarelor active, pentru supravegherea integrităţii firului de nul, la capătul liniei se montează un releu (între $+B$ şi $-B$). Acest releu este anclanşat în cazul funcţionării normale. În cazul ruperii firului de nul, releul declanşează şi centrala va sesiza o „defecţiune de linie", marcată optic printr-o semnalizare intermitentă a lămpii liniei respective.

7. Siguranţa în funcţionare

Din analizele teoretice efectuate a rezultat că probabilitatea de apariţie a unei semnalizări false datorite unei defecţiuni în timp este de :

$0{,}01.10^{-3}\,t$ pentru semnalizarea corespunzătoare întreruperii firului de legătură a centralei cu detectorul;

$0{,}08.10^{-3}\,t$ pentru semnalizarea corespunzătoare acţionării unui detector.

Probabilitatea de apariţie a defecţiunilor care duc la neapariţia alarmei este :

$3{,}6.10^{-3}\,t$ pentru întreruperea firului de legătură;

$1{,}8.10^{-3}\,t$ pentru acţionarea unui detector sau, altfel spus, 3,6%, respectiv 1,8%, pentru 10 000 ore de funcţionare.

8. Cîteva precizări asupra centralei CUAM

Pentru a se putea lega la centrala CUAM şi detectoarele de fum cu tensiunea de lucru de 220 V curent continuu s-a realizat un modul pentru adaptarea corespunzătoare.

Centrala va fi completată cu module de comandă pentru instalaţii de stins incendiu cu bioxid de carbon, praf, apă etc.

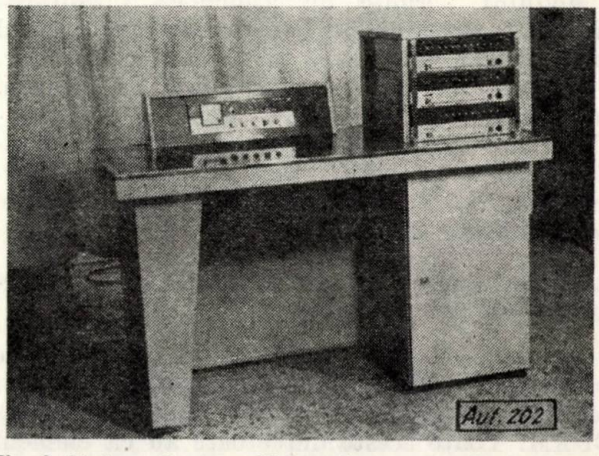


Fig. 8. Vedere de ansamblu (realizare uzina Automatica).

Centrala CUAM a fost realizată în cadrul Institutului de cercetări şi proiectări automatizări (IPA) şi omologată de către M.I.C.M. în anul 1971. În anul 1972 a primit brevetul OSIM nr. 63548/1970.

Producţia de serie a centralelor CUAM va începe în trimestrul III 1973 la uzina Automatica (fig. 8).

BIBLIOGRAFIE

[1] *Centrală universală de alarmare modulară*, proiect IPA 337.4

[2] *Aparate de semnalizare pentru paza perimetrelor*, proiect IPA 179.11.

[3] *Aparate de semnalizare pentru paza interioarelor*, proiect IPA 179.12

[4] *Analiza unor modele de aparate de semnalizare pentru paza automată*, proiect IPA 179.13.

[5] *Prospecte*: Schaltzentrale St 102, Goebel Druck, Berlin. Netruf — Nebenmelderanlagen — Telefonbau. Burglar alarm system, Sharrock Security, Anglia. Raumschutzzentrale, Siemens. Alarm Empfänger für 5 Zonen W840C 1008, Honeywell. EE—12 Alarm Empfänger, Japonia. Home Alarm — 1, Okielectric, Japonia. Systèmes d'alarme vol et effraction, Bell Telephone. Centrală NUBYS—1, Polonia.

CRIŞAN STRUGARU *

Aproximarea unor funcţii complexe prin microprograme incluse în hardware

Datorită progreselor tehnologice, aplicaţiile posibile ale microprogramării s-au extins considerabil [1, 2], printre acestea numărîndu-se şi includerea în hardware a unor operaţii complexe mergînd pînă la microprogramarea unor funcţii specifice, acum părţi de software [3, 4, 11].

Algoritme şi scheme pentru cablarea unor funcţii relativ complexe sînt cunoscute în literatura de specialitate. De regulă se pleacă de la un anumit algoritm şi rezultă o configuraţie hardware necesară. Pentru o altă funcţie rezultă o altă configuraţie, precum şi alte sarcini pentru unitatea de comandă. În final se procedează la o sinteză şi se decide asupra echipamentului şi funcţiilor de comandă necesar a fi prevăzute.

În prezenta lucrare, pentru includerea în hardware a unor funcţii complexe se prezintă o nouă cale ce face uz de microprogramele existente în unitatea de comandă, corespunzătoare instrucţiunilor adoptate pentru calculatorul considerat. Anumite părţi din aceste microprograme vor fi interpretate ca microsubprograme. Un microprogram special, numit microprogram compilator, va asigura legarea în succesiunea impusă a microsubprogramelor, obţinîndu-se astfel microprogramul de calcul al funcţiei dorite.

Pentru stabilirea microprogramului compilator se pleacă de la subprogramele scrise în cod calculator pentru calculul acestor funcţii. Microprogramul compilator va avea sarcina să lege, în aceeaşi succesiune în care sînt executatea instrucţiunile din subprogram, microprogramele corespunzătoare ciclurilor de execuţie a instrucţiunilor ce compun subprogramul respectiv. Dacă considerăm că subprogramul este subprogramul care formează o macroinstrucţiune, atunci, procedînd în acest mod, se poate obţine o macroinstrucţiune cablată, adică printr-un cod al macroinstrucţiunii, indicat în program, calculatorul trece direct la execuţia microprogramului macroinstrucţiunii fără să facă apel la sistemul de operare.

Cîştigul ce se obţine în timpul de execuţie, cînd se compară cu subprogramele scrise în cod calculator, poate fi rezultatul direct al unui sau al mai multora dintre următorii factori:

1. eliminarea tuturor ciclurilor de extragere şi decodificare pentru fiecare instrucţiune din subprogram;
2. eliminarea timpilor necesari pentru accesul la memoria operativă, în vederea memorării rezultatelor parţiale sau din alte motive;
3. eliminarea legăturilor cu subprogramele.

Pentru expunerea metodei, în lucrare se analizează microprogramarea rădăcinii pătrate şi evaluarea polinoamelor. Se face de asemenea o analiză a echipamentului electronic şi a cîştigului în timpul de execuţie.

I. Microprogramarea extragerii rădăcinii pătrate

Pentru a asigura celor prezentate un anumit grad de generalitate, se va lua în considerare pentru unitatea centrală o organizare logică ipotetică simplificată, în care se regăsesc însă o serie de trăsături caracteristice sistemelor de calcul actuale.

Metoda cea mai des folosită pentru calculul rădăcinii pătrate este iteraţia Newton-Raphson [5]. Pentru a găsi rădăcina pătrată y a numărului A se aplică repetat formula:

$$y_{i+1}=y_i+\frac{1}{2}\left(\frac{A}{y_i}-y_i\right), \qquad (1)$$

* Ing. *C. Strugaru* lucrează la Institutul politehnic Timişoara.

care poate fi scrisă sub forma:

$$y_{i+1}-y_i=\frac{1}{2}\left(\frac{A}{y_i}-y_i\right), \qquad (2)$$

unde y_0 reprezintă prima aproximaţie.

În tabela 1 se reia după [6], cu mici modificări, programul scris pe baza relaţiei (2).

Tabela 1

	Instrucţiunea	M_i	Adresa operandului	Operaţia executată
	Şterge adună	M_1	adresa lui A	numărul A se introduce în acumulator
	Memorează acumulatorul	M_2	3	$A \Rightarrow 3$
n2	Şterge adună	M_1	3	$A \Rightarrow$ acumulator
	Împarte	M_3	6	$A/y_i \Rightarrow MQ$; la adresa 6 se găseşte prima aproximaţie
	Memorează MQ	M_4	4	$A/y_i \Rightarrow 4$
	Şterge adună	M_1	4	$A/y_i \Rightarrow$ acumulator
	Scade	M_5	6	$A/y_i - y_i \Rightarrow$ acumulator
	Deplasare dreapta	M_6	n	$A/y_i - y_i \Rightarrow MQ$
	Înmulţire	M_7	2	$y_{i+1}-y_i \Rightarrow$ acumulator ; la adresa 2 se află 1/2
	Salt la acumulator zero	M_8	n_1	
	Adună la memorie	M_9	6	la adresa 6 se formează y_{i+1}
	Salt necondiţionat	M_{10}	n_2	
n1	.....			

Se constată din analiza programului, care de altfel poate fi completat pentru a servi ca un subprogram, că intervin patru adrese fixe (2, 3, 4 şi 6). În coloana M_i a tabelei s-au notat cu M_1, M_2 ... microprogramele ciclurilor de execuţie pentru instrucţiunile ce compun subprogramul; microprogramul pentru extragerea şi decodificarea instrucţiunii se va nota cu M_0. Înlănţuirea acestor microprograme în timpul execuţiei programului din tabela 1 este redată în figura 1. Cu α_0 şi α_k s-au notat adresa primei şi, respectiv, ultimei microinstrucţiuni din M_0, cu a_1 şi a_k — adresa primei şi, respectiv, ultimei microinstrucţiuni din M_1 etc. Ramificaţiile şi ciclurile existente în unele dintre microprogramele M_i, fiind de importanţă secundară aici, n-au mai fost indicate în figura 1.

Microprogramul M_0 comandă extragerea din memoria operativă a instrucţiunii şterge ad. şi decodificarea acesteia; se continuă apoi cu M_1 ce comandă ştergerea acumulatorului, citirea din memoria operativă a operatorului A şi plasarea lui în acumulator. La terminarea execuţiei lui M_1 se intră din nou în M_0; acesta va extrage şi decodifica instrucţiunea Mem. acc, după care se continuă cu M_2. Înlănţuirea în continuare a microprogramelor o prezentăm sub forma $M_0 \to M_1 \to M_0 \to M_3 \to M_0 \to M_4 \to M_0 \to M_1 \to M_0 \to M_5$ ...

Această înlănţuire poate fi făcută „rigidă", adică ea poate fi comandată de un alt microprogram, notat cu M_c, a cărui funcţie principală este tocmai aceea de înlănţuire a microprogramelor M_i în aceeaşi succesiune ca şi aceea ce rezultă din execuţia subprogramului din tabela 1. Astfel încît pentru calculul rădăcinii pătrate se introduce macroinstrucţiunea RADICAL loc. A cu următorul enunţ: „extrage rădăcina pătrată a numărului de la adresa indicată şi lasă rezultatul în acumulator".

Microprogramul lui RADICAL se compune din M_0, ce comandă microoperaţiile din ciclul de extragere a microinstrucţiunii, şi din microprogramele coloanei M_i a tabelei 1, compilate, în aceeaşi succesiune de execuţie, de către microprogramul compilator M_c.

În figura 2 sînt prezentate modificările principale ce trebuie aduse unităţii de comandă pentru a putea folosi microprogramele M_1, M_2, M_3 ... ca şi microsubprograme. Pe lîngă registrul R_0, al cărui rol este să memoreze adresa microinstrucţiunii curente, s-a prevăzut şi un al doilea registru R_1. În momentul cînd dintr-un

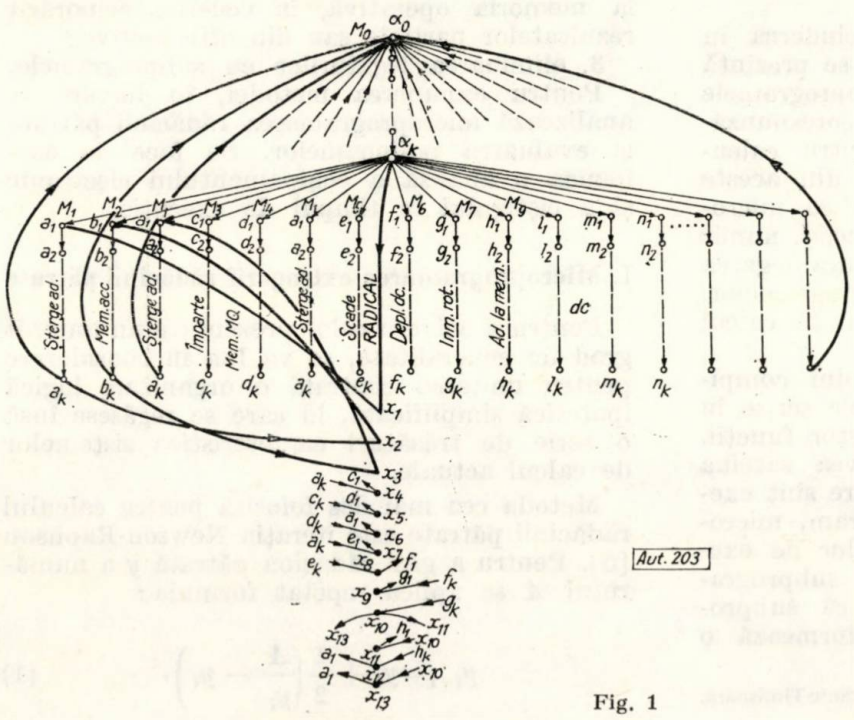


Fig. 1

microprogram, considerat principal, se face un salt la unul dintre microsubprogramele M_i, în R_1 se va memora adresa microinstrucţiunii la care urmează să se facă revenirea după ce microprogramul respectiv a fost executat. Adresa respectivă de revenire este codificată în unul dintre cîmpurile micro-

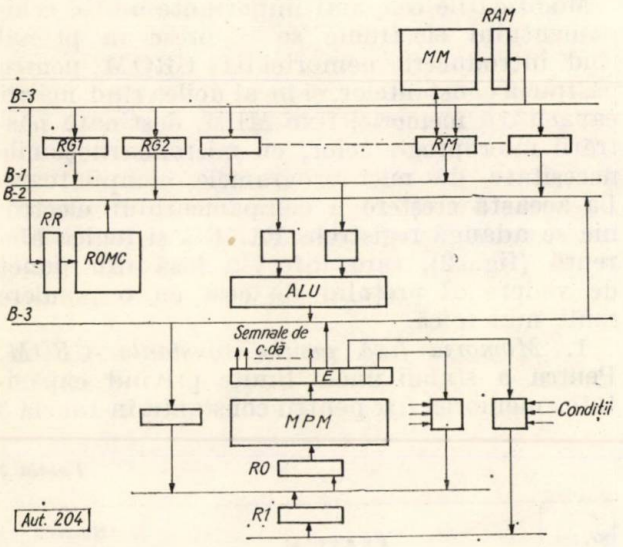


Fig. 2

instrucţiunii ce comandă saltul la microprogram. Detalii suplimentare în legătură cu structura logică a unei astfel de unităţi de comandă sînt prezentate în [7].

Microoperaţiile ce au loc sub comanda microinstrucţiunilor X_i din microprogramul compilator M_c sînt date în tabela 2 şi indicate grafic şi în figura 1. Prin x_i s-au notat adresele microinstrucţiunilor X_i.

La cele prezentate în tabela 2 adăugăm şi următoarele explicaţii. Pentru macroinstrucţiunea RADICAL, M_0 comandă extragerea acesteia din memoria operativă MM, transferul adresei numărului A în registrul de adrese al memoriei RAM şi al codului operaţiei din RI în R_0. Conţinutul lui R_0 reprezintă acum adresa x_1 a microinstrucţiunii X_1 din microprogramul compilator, care va comanda transferul lui a_1 în R_0 şi al lui x_2 în R_1. Prin urmare, în tactul următor se intră în M_1, care comandă aducerea în acumulator a numărului A. Ultima microinstrucţiune din M_1, cea de la adresa a_k, comandă şi transferul adresei x_2 din R_1 în R_0 şi, prin urmare, se revine în M_c la microinstrucţiunea X_2. În formatul unora dintre microinstrucţiunile X_i se codifică adresele fixe ce trebuie transferate în RAM.

În concluzie, la exemplul considerat pentru includerea în hardware a macroinstrucţiunii RADICAL, în memoria fixă a microprogramelor MPM sînt necesare 13 noi cuvinte microinstrucţiune. Este evident că numărul acestora depinde de subrutina considerată, de arhitectura sis-

Tabela 2

Microinstrucţiunea	Operaţii comandate	Explicaţii
X_1	$a_1 \Rightarrow R_0$ $x_2 \Rightarrow R_1$	Se comandă saltul la M_1 şi revenirea la x_2
X_2	$b_1 \Rightarrow R_0$ $x_3 \Rightarrow R_1$ $3 \Rightarrow RAM$	Se comandă saltul la M_2 şi revenirea la x_3 ; adresa 3 codificată în x_2 în cîmpul E se transferă în RAM
X_3	$a_1 \Rightarrow R_0$ $x_4 \Rightarrow R_1$	Din nou se comandă saltul la acelaşi M_1 şi revenirea la x_4
X_4	$C_1 \Rightarrow R_0$ $x_5 \Rightarrow R_1$ $6 \Rightarrow RAM$	Salt la M_3 cu revenire la x_5 ; adresa 6 din cîmpul E se transferă în RAM
X_5	$d_1 \Rightarrow R_0$ $x_6 \Rightarrow R_1$ $4 \Rightarrow RAM$	Adresa d_1, prima din microprogramul M_4, se transferă în R_0 şi adresa de revenire x_6 se transferă în R_1 ; adresa fixă 4 se înscrie în RAM
X_6	$a_1 \Rightarrow R_0$ $x_7 \Rightarrow R_1$	Adresa de salt a_1 se transferă în R_0 şi adresa de revenire x_7 se transferă în R_1
X_7	$e_1 \Rightarrow R_0$ $x_8 \Rightarrow R_1$ $6 \Rightarrow RAM$	Are loc saltul la M_5 cu revenire la x_8; adresa fixă 6 din cîmpul E se transferă în RAM
X_8	$f_1 \Rightarrow R_0$ $x_9 \Rightarrow R_1$ $n_1 \Rightarrow NC$	n_1 din cîmpul E se transferă în numărătorul de cicluri NC
X_9	$g_1 \Rightarrow R_0$ $x_{10} \Rightarrow R_1$ $2 \Rightarrow RAM$	Se comandă saltul la M_7 cu revenire la x_{10} ; adresa fixă 2 se înscrie în RAM
X_{10}	$x_{11} \Rightarrow R_0$ $x_{13} \Rightarrow R_0$	Dacă conţinutul $acc = 0$, are loc un salt la x_{11} în caz contrar, saltul se face la x_{13}
X_{11}	$h_1 \Rightarrow R_0$ $x_{12} \Rightarrow R_1$ $6 \Rightarrow RAM$	Se comandă saltul la M_9 cu revenire la x_{12} ; adresa fixă 6 se înscrie în RAM
X_{12}	$a_1 \Rightarrow R_0$ $x_4 \Rightarrow R_1$ $3 \Rightarrow RAM$	Salt la M_1 cu revenire la x_4
X_{13}	$a_1 \Rightarrow R_0$ $\alpha_1 \Rightarrow R_1$ $6 \Rightarrow RAM$	Se execută M_1 şi în acc. se obţine rezultatul; ultima microinstrucţiune a_k din M_1 comandă $(R_1) \Rightarrow R_0$, adică $\alpha_1 \Rightarrow R_0$, şi se continuă deci cu execuţia lui M_0

temului de calcul şi de lista de instrucţiuni. Timpul de execuţie pentru macroinstrucţiunea RADICAL este mai mic comparativ cu cel necesar rulării subrutinei din tabela 1. Această reducere rezultă în mare parte din faptul că M_0, ce conţine cel puţin un apel la memoria operativă, se execută o singură dată, în timp ce, la rularea subprogramului, M_0 este parcurs pentru fiecare instrucţiune.

Pentru a trage unele concluzii mai generale, problemele echipamentului electronic şi a timpului sînt discutate separat.

II. Microprogramarea evaluării polinoamelor

Una dintre cele mai frecvente probleme, ce apar mai ales în aplicaţiile ştiinţifice, este determinarea valorii unei funcţii cînd se dă valoarea variabilei. În această categorie pot fi incluse funcţiile trigonometrice, exponenţiale, logaritmii etc. Ele pot fi aproximate prin polinoame, adică scrise în următoarea formă:

$$S_K = \sum_{j=1}^{k} A_j X^j \qquad (3)$$

Pentru a stabili cînd procesul de aproximare urmează să se oprească, se poate alege fie un număr fix de termeni, fie se poate merge pînă cînd diferenţa dintre două valori succesive este mai mică decît o valoare fixă prestabilită. În [5, 8] sînt daţi, pentru o seamă de funcţii aproximate prin polinoame Cebîşev, coeficienţii A_j din seria (3) pentru diferite valori ale lui k. De exemplu, pentru funcţia $\sin \frac{\pi}{2} X$, unde $-1 \leqslant x \leqslant 1$, şi pentru $k = 5$, se dă aproximarea:

$$\mathrm{SIN}^* \frac{\pi}{2} X = A_1X + A_3X^3 + A_5X^5 + A_7X^7 + A_9X^9. \qquad (4)$$

Seria (4) se poate scrie şi sub forma:

$$\mathrm{SIN}^* \frac{\pi}{2} X = (((A_0X^2 + A_7)X^2 + A_5)X^2 + A_1)X. \qquad (5)$$

Procedînd în acelaşi mod ca şi la extragerea rădăcinii pătrate, se poate scrie o subrutină pentru evaluarea expresiei (5), datele iniţiale fiind X şi cei cinci coeficienţi. Pe baza subrutinei rezultă microprogramul compilator, de această dată al macroinstrucţiunii SIN loc. X.

Cei cinci coeficienţi pot fi consideraţi ca existenţi în memoria operativă la adrese prestabilite. Pentru a reduce însă şi mai mult timpul de execuţie a macroinstrucţiunii, aceşti coeficienţi, împreună cu alţi coeficienţi şi constante proveniţi din polinoamele de aproximare a altor funcţii, sînt presupuşi a fi memoraţi într-o memorie fixă notată CROM. Citirea unui coeficient din CROM şi aducerea acestuia în unitatea aritmetică necesită cel mult două microinstrucţiuni: una pentru transferul adresei din formatul cuvîntului microinstrucţiune în RR şi a doua pentru citirea din CROM şi transferul constantei în ALU.

În mod analog se poate proceda la stabilirea microprogramelor compilatoare pentru microinstrucţiuni de tipul COS, TANG, ARCTAN, EXP, LOG etc.

III. Analiza echipamentului electronic

Modificările cele mai importante aduse echipamentului electronic se datoresc în primul rînd introducerii memoriei fixe CROM, pentru păstrarea constantelor, şi în al doilea rînd măririi capacităţii memoriei fixe MPM, destinată păstrării microprogramelor, cu microinstrucţiunile necesitate de microprogramele compilatoare. La această creştere a echipamentului electronic se adaugă registrele R1, RR şi logica aferentă (fig. 2), care intervin însă din punct de vedere al preţului de cost cu o pondere mult mai mică.

1. *Memoria fixă pentru constante CROM.* Pentru a stabili unele limite privind capacitatea memoriei fixe pentru constante, în tabela 3

Tabela 3

Nr. crt.	Funcţia	Numărul constantelor
1	$\sin \frac{\pi}{2} \cdot X$	5
2	arc sin X	6
3	arc tg X	7
4	$\log_{10} X$	7
5	$\log_2 X$	7
6	$\log (1 + X)$	7
7	e^{-X}	5
8	10^X	6
	Alte constante (1/2 ; e; etc.)	10
		Total 60

este dat, considerînd aproximările prin polinoame Cebîşev după [5, 8], numărul total de constante necesare pentru aproximarea funcţiilor indicate.

Rezultă că o memorie fixă, cu capacitatea de 64 sau cel mult 128 de cuvinte, s-ar dovedi suficientă pentru memorarea constantelor necesare la aproximarea celor mai frecvente funcţii.

În mod curent se produc memorii fixe integrate de 64, 128 sau 256 de cuvinte, cu lungimea cuvîntului de 8 biţi [9, 10]. În funcţie de lungimea constantelor, memoria CROM s-ar compune din mai multe memorii fixe din fabricaţia curentă, legate în mod corespunzător pentru a se obţine cuvinte de lungimea dorită.

O altă soluţie, ce ar prezenta şi unele avantaje, ar fi aceea de a folosi o memorie integrată de tipul cu citire-scriere RWM pentru memorarea constantelor. Deoarece astfel de memorii sînt mai scumpe, capacitatea acesteia s-ar

putea reduce la numai 32 de cuvinte sau chiar mai puţin. Ea ar prezenta în schimb avantajul posibilităţii unei modificări uşoare a conţinutului şi astfel poate folosi la aproximarea unui număr mult mai mare de funcţii.

2. *Memoria fixă pentru microprograme MPM.* În privinţa memoriei fixe pentru microprograme, mărirea capacităţii acesteia depinde foarte mult de lista de instrucţiuni a calculatorului şi de arhitectura unităţii centrale. Microprogramele compilatoare duc la o creştere, după axa Y, a memoriei fixe (fig. 3); datorită faptului că în formatul cuvintelor microinstrucţiune apare un nou cîmp, în care se specifică adresele de revenire, apare şi o creştere după axa X. Dacă creşterea după axa Y la calculatoarele mari reprezintă o creştere în cuvinte microinstrucţiune de numai 1—2% a capacităţii memoriei fixe, la aceasta se adaogă faptul că prin creşterea lungimii cuvintelor microinstrucţiune se măreşte numărul de amplificatoare de citire, elemente relativ scumpe. Dar cu cît numărul funcţiilor microprogramate creşte, această componentă, ce măreşte costul, raportată la numărul funcţiilor, devine mai mică deoarece nu depinde practic de numărul acestora.

Pentru memoria fixă din figura 3,a cu capacitatea de N cuvinte s-a ales arbitrar lungimea cuvintelor microinstrucţiune egală cu $L + p$, unde cu p s-a notat lungimea cîmpului de adresă pentru microinstrucţiunea următoare, astfel încît $p - 1 < \log_2 N \leqslant p$. Capacitatea C a memoriei fixe în biţi este $C = N(p + L)$. Dacă se procedează ca în figura 3,b, unde se folosesc două memorii fixe (una pentru gene-

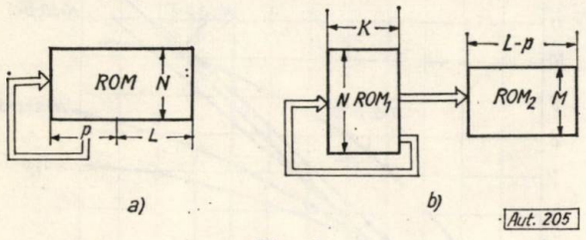


Fig. 3

rarea adreselor ROM_1 şi a doua pentru cuvintele microinstrucţiune ROM_2), atunci capacitatea ambelor memorii este:

$$C' = NK + M(L - p),$$

unde:

$$K = p + n \quad \text{şi} \quad n - 1 \leqslant \log_2 M \leqslant n.$$

În ROM_2 se memorează cuvintele microinstrucţiune fără cîmpul de adresă, deoarece adresele sînt formate în ROM_1 şi din ROM_2 este posibil în acest caz să se elimine microinstrucţiunile identice, aşa că fiecare microinstrucţiune apare o singură dată. Dacă se alege pentru L o lungime arbitrară, de exemplu 60 biţi, atunci în figura 4 se arată cum variază

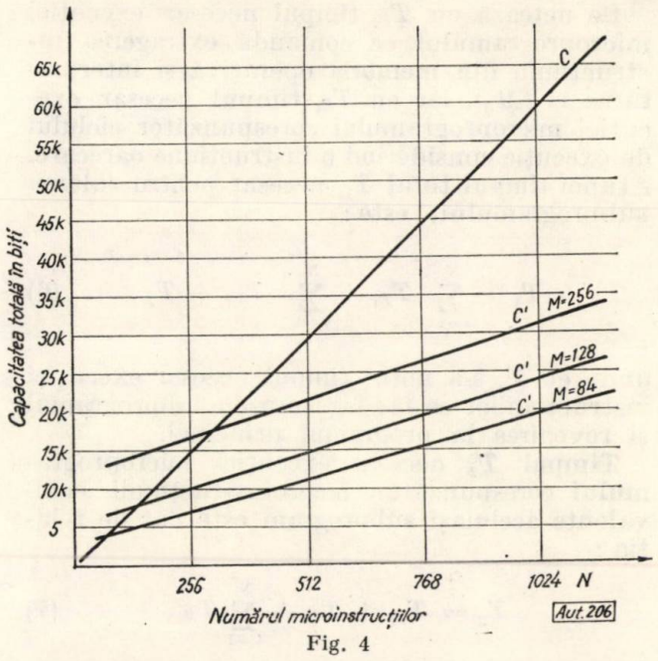


Fig. 4

capacitatea necesară a memoriilor fixe, în cele două cazuri, în funcţie de numărul total al cuvintelor microinstrucţiune.

Dacă, din punct de vedere al preţului de cost, soluţia din figura 3,b apare la un moment dat avantajoasă, trebuie ţinut seamă şi de faptul că timpul necesar pentru citirea unei microinstrucţiuni în această variantă este aproape dublu comparativ cu soluţia din figura 3,a.

Se poate lua în considerare, ca şi în cazul precedent, soluţia în care memoria fixă ROM_1 se înlocuieşte cu o memorie integrată rapidă, de tipul cu citire-scriere, RWM. Procedînd astfel, există posibilitatea ca, prin modificarea cuvintelor adresă din RWM, să se asigure în mod simplu microprogramarea unor noi funcţii.

IV. Analiza timpului de execuţie

O analiză exactă privind cîştigul de timp ce se obţine prin microprogramarea unor macroinstrucţiuni de tipul celor discutate mai sus este legată foarte strîns de arhitectura unităţii centrale luate în considerare, de structura logică a unităţii de comandă, de felul cum sînt scrise microprogramele, de existenţa registrelor generale sau a unor memorii locale rapide, de ciclul memoriei operative, precum şi de alţi factori.

În continuare se face o analiză a timpului, cu caracter calitativ, din care se pot trage însă şi unele concluzii cu caracter general.

Întrucît pentru orice subprogram cu cicluri se poate stabili un subprogram echivalent dar

fără cicluri, se consideră cazul unui subprogram liniar ce cuprinde N instrucţiuni numerotate, în ordinea în care apar în subprogram, de la 1 la N.

Se notează cu T_{F_i} timpul necesar execuţiei microprogramului ce comandă extragerea instrucţiunii din memoria operativă şi interpretarea ei (M_0), iar cu T_{E_i} timpul necesar execuţiei microprogramului corespunzător ciclului de execuţie considerînd o instrucţiune oarecare. Atunci timpul total T_1, necesar pentru rularea subprogramului, este :

$$T_1 = \sum_{i=1}^{N} T_{F_i} + \sum_{i=1}^{N} T_{E_i} + T_s , \qquad (6)$$

unde cu T_s s-a notat timpul necesar execuţiei instrucţiunilor ce fac legătura cu subprogramul şi revenirea la programul principal.

Timpul T_2 necesar execuţiei microprogramului corespunzător macroinstrucţiunii echivalente aceluiaşi subprogram este dat de relaţia :

$$T_2 = T_M + T_{F_i} + \sum_{i=1}^{N} T_{E_i}, \qquad (7)$$

unde cu $T_M = N \cdot t$ s-a notat timpul necesar execuţiei microprogramului compilator ; t este timpul de execuţie a unei microinstrucţiuni, considerat egal cu ciclul de bază al unităţii centrale.

În acest caz, cîştigul de timp este dat de raportul :

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\sum_{i=1}^{N} T_{F_i} + \sum_{i=1}^{N} T_{E_i} + T_s ,}{T_M + T_{F_i} + \sum_{i=1}^{N} T_{E_i}}, \qquad (8)$$

pentru a cărui interpretare se introduc următoarele mărimi :

$T_F = \dfrac{\sum_{i=1}^{N} T_{F_i}}{N}$ — timp mediu necesar pentru extragerea şi decodificarea unei instrucţiuni ; practic, la un calculator dat, poate fi considerat constant, deoarece timpul de extragere este aproximativ acelaşi indiferent de instrucţiune ;

$T_E = \dfrac{\sum_{i=1}^{N} T_{E_i}}{N}$ — timp mediu de execuţie a microprogramelor corespunzătoare ciclurilor de execuţie pentru instrucţiunile ce compun subprogramul. Valoarea lui T_E depinde, spre deosebire de T_F, de instrucţiunile ce apar în subprogramul considerat, deoarece ciclurile de execuţie ca şi timpul consumat depind de tipul instrucţiunilor.

Cu notaţiile de mai sus, raportul T_1/T_2 se poate scrie sub forma :

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{1 + K + \dfrac{T_s}{N T_E}}{1 + \dfrac{K}{N} + \dfrac{t}{T_E}}, \qquad (9)$$

unde $K = T_F/T_E$.

În relaţia (9), termenul t/T_E poate fi neglijat deoarece $t \ll T_E$. Cu aproximaţie, T_s se apreciază ca fiind egal cu timpul de execuţie a 2—5 instrucţiuni, necesare saltului la subprogram şi revenirii la programul principal. Numărul acestora depinde direct de instrucţiunile existente la calculatorul considerat. Dacă se admite că $T_s = pT_F$, atunci relaţia (9) se scrie în forma :

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{1 + K + p\dfrac{K}{N}}{1 + \dfrac{K}{N}} \qquad (10)$$

şi este reprezentată grafic în figura 5. O familie de curbe este trasată pentru $p = 5$ şi cealaltă pentru $p = 10$, avînd fiecare ca parametru pe N, numărul instrucţiunilor din subprogram.

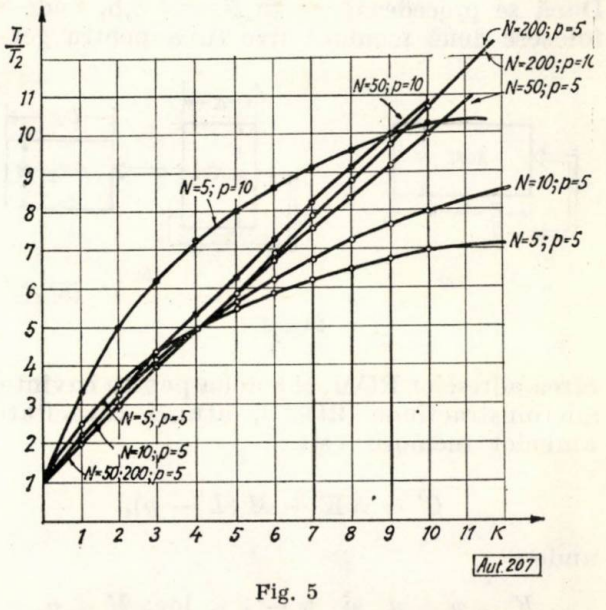


Fig. 5

Se desprind următoarele observaţii principale :

a) Valoarea lui K se calculează simplu şi deci, pentru un subprogram anumit, se poate stabili uşor într-o primă aproximaţie dacă re-

zultă un cîştig de timp convenabil prin cablarea în microprograme a subprogramului considerat.

b) Cîştigul de timp variază de la zero, cînd $K = 0$, pînă la valori de 7—11 ori, cînd $K = 10$. Dacă $K = 0$, din (10) rezultă $T_1 = T_2$ şi aceasta practic înseamnă că $T_E \gg T_F$; deci prin eliminarea ciclurilor de extragere şi interpretare a instrucţiunilor din memoria operativă nu se obţine o reducere a timpului de execuţie a macroinstrucţiunii. Prin urmare cu cît T_F este mai mare decît T_E, cu atît cîştigul de timp este mai important.

c) Pentru un T_F dat, cîştigul de timp depinde în primul rînd de valoarea lui T_E, calculată pentru subprogramul considerat. Pentru a obţine un T_E cu valoarea cît mai mică, subprogramul trebuie să cuprindă instrucţiuni ce operează între registrele generale, între acestea şi memoriile locale rapide, adică instrucţiuni cu timp de execuţie a ciclului minor redus. Dacă în program predomină instrucţiunile cu timp lung de execuţie (de înmulţire sau împărţire în virgulă flotantă), acestea duc la mărirea lui T_E.

d) Timpul T_s, necesar pentru saltul la subprogram şi revenirea la programul principal, intervine cu o pondere importantă în cîştigul de timp numai în cazul subprogramelor cu un număr redus de instrucţiuni ($N = 5 - 10$).

e) Din figura 5 rezultă că, pentru subprograme lungi, cîştigul de timp creşte. Acest lucru trebuie corelat şi cu faptul că, la subprograme liniare foarte lungi ($N = 200$), creşte şi numărul microinstrucţiunilor compilatoare şi are loc deci o creştere importantă în echipamentul electronic.

Situaţia cea mai favorabilă includerii în hardware prin procedeul discutat o oferă subprogramele ciclice, cu un număr relativ redus de instrucţiuni, pentru care rezultă o valoare cît mai mare a lui K şi cu un număr mare de ciclări. În acest caz, numărul microinstrucţiunilor compilatoare este mic, în schimb N considerat în figura 5 are valori mari.

V. Concluzii

Modalitatea discutată privind includerea în hardware a unor subprograme, respectiv macroinstrucţiuni, face uz de microprogramele corespunzătoare setului de instrucţiuni, interpretîndu-le ca microsubprograme. Din acest motiv nu se impun alte modificări în unitatea centrală, cu excepţia celor menţionate pentru unitatea de comandă.

În analiza făcută nu s-a avut în vedere că, în relaţia cîştig de timp — cost, trebuie ţinut seamă şi de un alt factor important, şi anume de frecvenţa de apariţie a operaţiilor respective în aria de probleme în care va fi folosit calculatorul. Un interes aparte îl prezintă anumite macroinstrucţiuni din programele operative.

Pe de altă parte, însăşi proiectarea microprogramelor pentru setul de instrucţiuni se poate face pe aceeaşi cale. Pentru o arhitectură dată ar urma să se stabilească microsubprograme prin care să se asigure orice circulaţie posibilă a informaţiei şi apoi, prin compilarea lor în succesiunea necesară, s-ar obţine microprogramele dorite. Unitatea de comandă capătă un caracter de modularitate, proiectarea ei fiind mai simplă; trebuie avut însă în vedere şi faptul că viteza de execuţie a instrucţiunilor este afectată datorită timpului consumat de microinstrucţiunile compilatoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Huson, S. *Microprogramming principles and practices.* Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1970.

[2] Tucker, S. G. *Emulation of large systems.* În: Communications of ACM, vol. 8, nr. 12, 1965.

[3] Amdahl, G. M., Amdahl, L. D. *Forth-generation hardware.* În: Datamation, vol. 13, nr. 1, 1967.

[4] Barsamian, H. *Firmware sort processor with LSI components.* Spring joint computer conference, 1970.

[5] Ralston, A., Wilf, H. *Mathematical methods for digital computers.* New York, John Wiley, 1960.

[6] Mc Craken, D. D. *Digital computer programming.* New York, 1957.

[7] Strugaru, C. *Unitate de comandă microprogramată pentru calculatoare numerice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 4, 1972.

[8] Hastings, C. *Approximation for digital computers,* Princeton, 1955.

[9] * * * MOS/LSI Texas instruments catalog, oct 1970.

[10] * * * Intel corporation catalog, California, ian 1971.

[11] Beliş, M. *Tendinţe de dezvoltare a mijloacelor tehnice de prelucrare a informaţiilor.* În: Progresele ştiinţei, nr. 1, 1972.

SERGIU MOLIN, MIHAI ŞTEFĂNESCU şi MIRCEA DANILIUC*

Sistem de măsură analog utilizat la comanda numerică a maşinilor-unelte

Comanda numerică a maşinilor-unelte este un procedeu de automatizare prin care se face conducerea automată a unui organ mobil într-o poziţie determinată, de coordonate diferite, fie manual prin dispozitive speciale (comutatoare decadice, matrice cu diode etc.), fie automat prin benzi perforate.

Apariţia comenzii numerice se situează în jurul anului 1942 în S.U.A., apariţie datorită necesităţii găsirii unei soluţii la problema prelucrării unor profile speciale din industria aeronautică [1].

În anii care au urmat, aplicabilitatea comenzii numerice s-a extins şi în alte ramuri industriale, astfel că în 1963 în S.U.A. se găseau în exploatare 3 500 maşini-unelte comandate numeric, numărul lor ajungînd la peste 17 000 la sfîrşitul anului 1968.

Din experienţa cîştigată în acest domeniu nou s-au putut desprinde avantajele utilizării comenzii numerice în conducerea maşinilor-unelte. Astfel, prin folosirea acestui procedeu se obţine o îmbunătăţire a performanţelor de lucru, o creştere a vitezei şi calităţii prelucrării prin mărirea cantităţii de informaţii ce se realizează în unitatea de timp. Totodată, introducerea comenzii numerice a eliberat operatorul uman de efortul fizic şi de concentrarea nervoasă permanentă, transformîndu-l într-un factor de control şi urmărire a poziţionării maşinii-unelte.

Datorită comenzii numerice se pot rezolva probleme dificile de prelucrare, ca de exemplu necesitatea parcurgerii de către sculă a unei traiectorii bine definite, obţinută prin combinarea mişcărilor acesteia după mai multe axe, simultan, problemă pe care un operator uman nu o poate realiza cu o precizie corespunzătoare datorită numărului mare de parametri de urmărit.

Toţi aceşti factori au dus la introducerea masivă a tehnicii electronice de calcul în domeniul comenzii maşinilor-unelte, astfel încît astăzi maşinile-unelte cu comandă numerică au devenit un mijloc de producţie foarte necesar, îndeosebi în procesele de prelucrare a metalelor.

Ţara noastră, căreia îi este caracteristică o dinamică de dezvoltare economică foarte ridicată, se află şi ea angrenată în acest efort general de îmbunătăţire a dotării cu maşini-unelte de performanţe şi calitate superioare. Astfel se utilizează deja cu succes un mare număr de maşini-unelte cu comandă numerică, iar conform directivelor Congresului al X-lea al P.C.R. astfel de maşini vor fi folosite în anii următori pe scară din ce în ce mai mare.

Din literatura de specialitate precum şi din practică rezultă că performanţele în exploatare ale unui sistem de comandă numerică depind foarte mult de sistemul de măsură folosit [1]. Unii autori consideră chiar că performanţele comenzii numerice depind în anumite condiţii în proporţie de 40 % de servomecanisme, 40 % de sistemul de măsură, restul fiind legat de logica folosită [1].

Dată fiind importanţa sistemului de măsură în lanţul de poziţionare a unei maşini-unelte cu comandă numerică, în acest articol se va descrie un sistem de măsură relativ des utilizat datorită performanţelor sale ridicate. Este vorba de sistemul analog ce foloseşte ca traductor cascade de resolvere, cuplate fie direct pe axul de antrenare, fie prin angrenaj pinion-cremalieră. Precizia acestui sistem de măsură poate fi îmbunătăţită prin utilizarea inductosinelor liniare cuplate la cascada de resolvere.

Descrierea sistemului de măsură menţionat mai sus are scopul să introducă pe cei interesaţi în domeniul măsurării deplasării la maşinile-unelte cu comandă numerică. S-a presupus că cititorul este familiarizat cu noţiunile de bază din domeniul comenzilor numerice, pentru care literatura în limba română oferă suficiente posibilităţi [2, 3].

I. Sistemul de măsură analog

Acest sistem de măsură se bazează pe măsurarea analogică a deplasării relative a organului mobil al maşinii în raport cu un altul considerat ca referinţă. Transformarea deplasării fizice a organului mobil al maşinii în semnal electric se realizează cu ajutorul traductorului. Deplasările cele mai des întîlnite la maşinile-unelte sînt cele de translaţie, iar sistemul de măsură poate folosi fie un traductor rotativ, fie unul liniar. În cazul utilizării traductorului rotativ pentru măsurarea deplasărilor de translaţie se impune transformarea acestei deplasări în mişcare de rotaţie.

Acest sistem de măsurare a deplasărilor de translaţie prin traductor rotativ are avantajul unui cost redus în comparaţie cu sistemele care folosesc traductoare liniare, însă datorită lanţului cinematic de transformare a deplasării de translaţie în mişcare de

* Ing. *S. Molin*, ing. *M. Ştefănescu* şi ing. *M. Daniliuc* lucrează la Uzina de maşini grele — Bucureşti.

rotaţie apar unele erori suplimentare care nu sînt de neglijat. În cazul în care ultima treaptă de măsură a deplasării se cuplează pe un traductor analogic liniar (de exemplu de tip inductosin), atunci precizia sistemului creşte, însă o dată cu ea creşte şi costul sistemului de măsură în ansamblu.

În cele ce urmează se vor descrie sistemele analogice mai des întîlnite.

1. *Selsinul*

Acest dispozitiv de măsură a deplasării unghiulare este cunoscut în literatură şi sub numele de resolver, cea de selsin fiind mai generală.

Statorul selsinului de precizie este format din două înfăşurări, dispuse în spaţiu decalat una faţă de alta cu un unghi de 90°. Rotorul comportă de obicei o singură înfăşurare, care se găseşte într-un anumit cuplaj electromagnetic faţă de cele două înfăşurări ale statorului.

În figura 1 se arată, în reprezentare schematică, construcţia selsinului cu două înfăşurări statorice şi o înfăşurare rotorică [4].

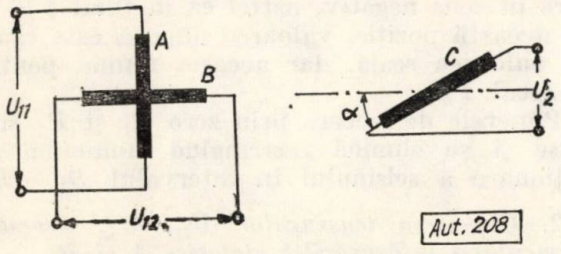


Fig. 1. Reprezentarea schematică a selsinului:
A, B – înfăşurări statorice decalate spaţial cu 90°; *C* – înfăşurarea rotorică; α – unghiul pe care-l face planul înfăşurării B cu cel al înfăşurării C; U_{11}, U_{12} – tensiunile de alimentare a celor două înfăşurări statorice; U_2 – tensiunea indusă în înfăşurarea rotorică.

Un mod uzual de folosire a selsinului este de a alimenta înfăşurările statorice cu două tensiuni alternative, în care caz în înfăşurarea rotorului se induce o tensiune alternativă de aceeaşi frecvenţă cu tensiunile statorului.

Să presupunem acum că alimentăm înfăşurarea rotorică *C* cu o tensiune de forma:

$$U_2 = U \sin \omega t. \qquad (1)$$

Ţinînd seamă de faptul că înfăşurarea rotorică face unghiul α cu înfăşurarea statorică *B*, pe care o luăm ca înfăşurare de referinţă, în cele două înfăşurări ale statorului se vor induce două tensiuni defazate electric cu $\pi/2$, a căror amplitudine este dependentă de unghiul α. Amplitudinea celor două tensiuni funcţia de unghiul α se prezintă sub forma a două curbe sinusoidale, decalate între ele cu $\pi/2$, adică cu decalajul spaţial al celor două înfăşurări A şi B ale statorului (fig. 1).

Tensiunile induse în înfăşurările statorului sînt deci de forma:

$$U_{11} = K_1 \sin \alpha \cdot \sin \omega t;$$

$$U_{12} = K_2 \cos \alpha \cdot \sin \omega t \qquad (2)$$

Reprezentarea grafică a celor două tensiuni U_{11}, U_{12} demodulate, adică fără să ţinem seamă de variaţia alternativă cu pulsaţia ω a tensiunii primare de alimentare a rotorului, este dată în figura 2 şi se prezintă sub forma unei perechi sin-cos.

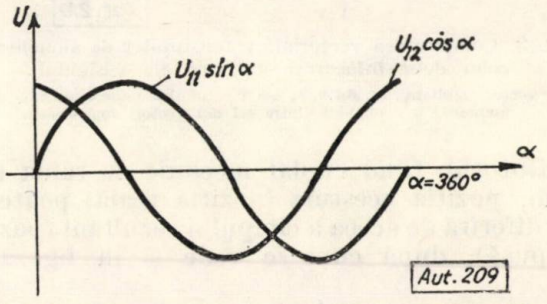


Fig. 2. Reprezentarea tensiunilor induse în înfăşurările statorice ale selsinului, cînd se alimentează înfăşurarea rotorică cu o tensiune alternativă:
U_{11} – tensiunea indusă în înfăşurarea *A*; U_{12} – tensiunea indusă în înfăşurarea *B*.

Curbele din figura 2 arată că putem folosi selsinul ca generator de poziţie reală, deoarece putem afla în orice moment poziţia elementului condus (de exemplu sania maşinii) prin măsurarea valorilor tensiunilor U_{11} şi U_{12}, acestea fiind de forma şi valoarea dată de relaţiile (2).

Menţionăm că rotorul selsinului se mişcă o dată cu deplasarea părţii mobile a maşinii, fiind cuplat mecanic cu aceasta.

În comenzile numerice însă se urmăreşte ca selsinul să primească o anumită mărime de comandă (mărime impusă), să o compare cu cea reală şi să furnizeze un semnal de eroare, care este folosit de instalaţia de comandă numerică pentru a decide deplasarea organului mobil pînă ce mărimea impusă este atinsă.

În cazul nostru, mărimea impusă este deplasarea pe care trebuie s-o facă sania maşinii. Acest drum este transformat în două tensiuni de forma (2) cu care se alimentează de această dată cele două înfăşurări ale statorului. Modul cum se face conversia va fi expus mai tîrziu. Important este faptul că această deplasare impusă să fie proporţională cu unghiul α dintre axa înfăşurării statorice *B* şi axa înfăşurării rotorice *C*.

Alimentînd deci înfăşurările *A* şi *B* de pe stator cu tensiunile:

$$U_{11} = K_1 \sin \alpha \cdot \sin \omega t,$$

$$U_{12} = K_2 \cos \alpha \cdot \sin \omega t,$$

va rezulta, din compunerea vectorială a celor două cîmpuri, un vector R care va face unghiul α cu axa de referinţă ce trece prin înfăşurarea B (fig. 3).

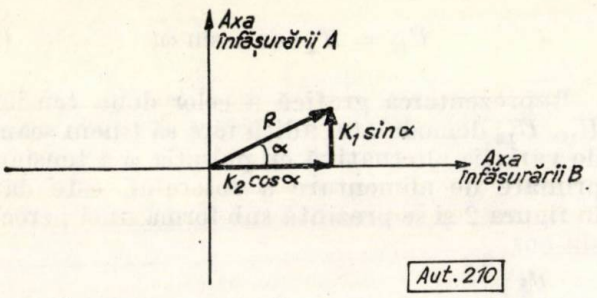


Fig. 3. Compunerea vectorială a tensiunilor de alimentare a celor două înfăşurări statorice ale selsinului:

R – vector rezultant; $k_1 \sin \alpha$, $k_2 \cos \alpha$ – amplitudinile tensiunilor de alimentare; α – unghiul dintre cei doi vectori componenţi.

Rotorul, fiind cuplat mecanic cu sania maşinii, poziţia acestuia (poziţia reală) poate să fie diferită de aceea a cîmpului rezultant (poziţie impusă), după cum se vede şi în figura 4.

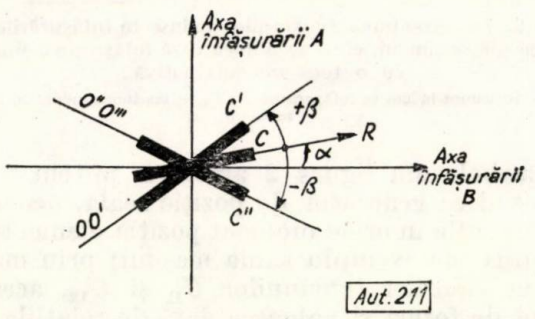


Fig. 4. Poziţia înfăşurării rotorice a selsinului faţă de vectorul rezultant al cîmpului magnetic static:

R – vectorul cîmp rezultant în direcţia α; c – înfăşurarea rotorică avînd planul paralel cu vectorul R (tensiune de eroare zero); c', c'' – poziţiireale posibile ale înfăşurării rotorice şi $\pm\beta$ – unghiul dintre poziţia reală a înfăşurării rotorice şi vectorul rezultant.

În funcţie de abaterea poziţiei unghiulare a rotorului (unghiul β) faţă de poziţia vectorului rezultant R, în înfăşurarea rotorică C se va induce o tensiune proporţională cu unghiul β. Această tensiune, numită tensiune de eroare, este de forma:

$$U_2 = K_3 \sin \beta \cdot \sin \omega t. \qquad (3)$$

Cînd direcţia şi sensul axelor 00' sau 0''0''' corespund cu direcţia şi sensul vectorului R, atunci $U_2 = 0$ şi sania maşinii a ajuns la poziţia impusă.

În figura 5 este dată variaţia tensiunii de eroare U_2 în funcţie de abaterea poziţiei înfăşurării rotorice faţă de vectorul rezultant al cîmpului magnetic statoric.

Din figura 5 rezultă că poziţia impusă este atinsă cînd $\beta = 0$. Variaţia tensiunii de eroare poate fi numită curbă de poziţionare, deoarece indică felul în care se atinge poziţia dorită în funcţie de faza tensiunii de eroare.

Corelînd între ele figurile 4 şi 5 se poate uşor intui felul cum se ating poziţiile impuse.

Dacă tensiunea de eroare este pozitivă în raport cu vectorul rezultant R, se dă comanda saniei în sens pozitiv (fig. 5), iar dacă tensiunea

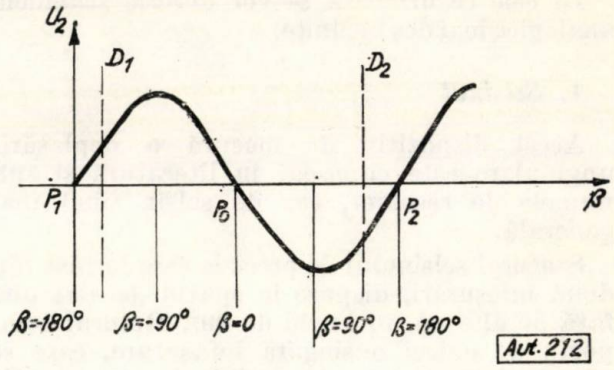


Fig. 5. Variaţia tensiunii de eroare în spaţiu:

P_0 – punct real de trecere prin zero; P_1, P_2 – puncte false de trecere prin zero; D_1, D_2 – restringerea domeniului de acţionare a selsinului pentru eliminarea punctelor false de trecere prin zero.

de eroare este negativă se dă comanda de deplasare în sens negativ, astfel ca în final $\beta = 0$. În această poziţie, valoarea impusă este egală cu valoarea reală, dar aceasta numai pentru punctul P_0.

Punctele de trecere prin zero P_1 şi P_2 sînt false şi se elimină restrîngînd domeniul de acţionare a selsinului în intervalul $D_1 - D_2$.

2. *Obţinerea tensiunilor U_{11}, U_{12} necesare alimentării înfăşurărilor statorice A şi B*

Am amintit în subcapitolul 1 că deplasarea dorită (valoarea impusă) se transformă în două tensiuni U_{11}, U_{12}.

După cum se poate urmări în figura 6, mecanismul transformării este relativ simplu. Valoa-

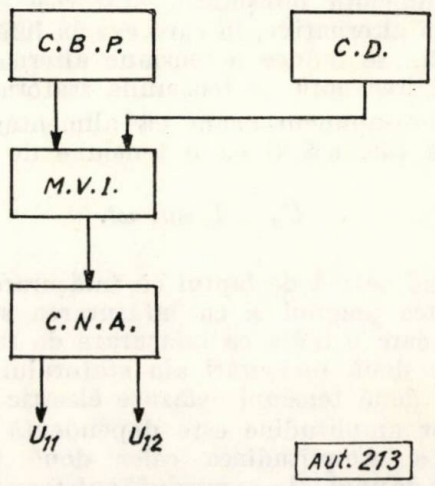


Fig. 6. Introducerea valorii impuse şi prelucrarea ei:

C.B.P. – cititor bandă perforată; *C.D.* – comutatoare decadice pentru introducerea manuală a datelor; *M.V.I.* – memoria valorilor impuse; *C.N.A.* – convertor numeric-analog; U_{11}, U_{12} – tensiuni de alimentare a selsinului.

rea impusă, introdusă prin intermediul benzii perforate sau al comutatoarelor decadice, este păstrată în memoria valorilor impuse, de unde prin intermediul unui convertor numeric-analog este preluată sub forma tensiunilor de alimentare a înfăşurărilor statorice.

Convertorul numeric-analog se poate construi de exemplu sub forma unui transformator cu prize multiple, pentru a avea posibilitatea transformării succesive a mărimilor date sub formă numerică în mărimi analogice [5].

Ţinînd seama de puterea de rezoluţie a selsinelor, pe care o presupunem de 1/1 000 [5], după cum se va arăta ulterior, în domeniul lor de lucru se poate face ca fiecărei trepte a cascadei de selsine să-i corespundă trei decade din numărul reprezentînd valoarea impusă, începînd cu decada cea mai semnificativă din memoria valorilor impuse (fig. 7).

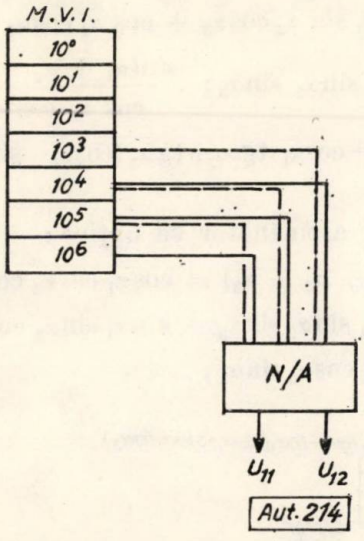


Fig. 7. Memoria valorilor impuse şi modul de formare succesivă a valorilor impuse:
M.V.I. – memoria valorilor impuse; *N/A* – convertor numeric-analog.

Notăm cele trei decade cu α_1, α_2, α_3. După cum am văzut, domeniul de lucru al selsinului se limitează la o semiperioadă. Excluzîndu-se punctele de trecere prin zero la $\pm 180°$ (fig. 5), putem întocmi următoarea echivalenţă (tabela 1)

Tabela 1

Decada (α_1)		Decada (α_2)		Decada (α_3)	
Cifre	Unghi	Cifre	Unghi	Cifre	Unghi
0	0°	0	0°	0	0°
1	18°	1	1,8°	1	0,18°
2	36°	2	3,6°	2	0,36°
3	54°	3	5,4°	3	0,54°
4	72°	4	7,2°	4	0,72°
5	90°	5	9,0°	5	0,90°
6	108°	6	10,8°	6	1,08°
7	126°	7	12,6°	7	1,26°
8	144°	8	14,4°	8	1,44°
9	162°	9	16,2°	9	1,62°

între diferitele unghiuri de rotaţie a selsinului şi cifrele cuprinse între 0 şi 9.

Analizînd tabela, se constată că se poate uşor realiza un transformator cu prize comutabile, care să aibă porţiuni de înfăşurări a căror tensiune să fie echivalentă cu un pas unghiular de 18°. În aceste condiţii se vede că o valoarea impusă, dată numeric, poate fi deci obţinută prin sin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ [1, 5].

De exemplu, cifra 258 corespunde la:

$$\alpha_1 = 2 \times 18° = 36°;$$

$$\alpha_2 = 5 \times 1{,}8 = 9°;$$

$$\alpha_3 = 8 \times 0{,}18 = 1{,}44°.$$

În figura 8 se poate observa modul cum se obţine unghiul corespunzător numărului 258.

Procesul de obţinere a tensiunilor corespunzătoare lui sin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ cuprinde trei etape.

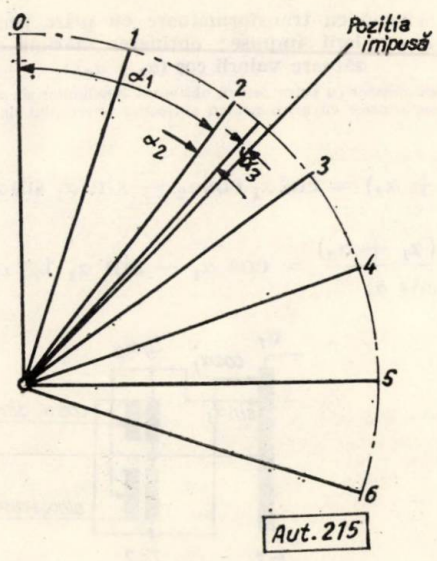


Fig. 8.

Etapa 1. Obţinerea tensiunilor sin α_1 şi cos α_1.

Pentru obţinerea acestor tensiuni se poate folosi de exemplu un transformator, cu prize pe înfăşurarea secundară (fig. 9), alimentat cu

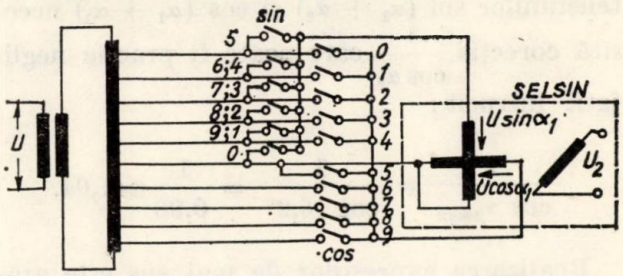


Fig. 9. Transformator cu prize pentru conversia N/A a valori impuse; obţinerea mărimilor sin α_1 şi cos α_1:
U – tensiunea alternativă de frecvenţă ridicată; U sin α şi U cos α – tensiunile de alimentare a înfăşurărilor statorice; U_2 – tensiunea de eroare obţinută în rotorul selsinului.

o tensiune de frecvenţă ridicată (de exemplu 10 kHz) [4].

Etapa 2. Obţinerea tensiunilor sin $(\alpha_1 + \alpha_2)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2)$.

Aceste tensiuni se obţin tot de la un transformator cu prize (fig. 10), a cărui construcţie trebuie să ia în considerare dezvoltările [3, 5]:

$$\sin(\alpha_1 + \alpha_2) = \sin\alpha_1 \cos\alpha_2 + \sin\alpha_2 \cos\alpha_1; \quad (4)$$

$$\frac{\sin(\alpha_1 + \alpha_2)}{\cos\alpha_2} \sin\alpha_1 + \cos\alpha_1 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2; \quad (5)$$

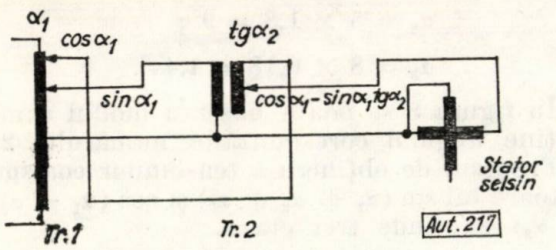


Fig. 10. Schemă cu transformatoare cu prize pentru conversia N/A a valorii impuse; obţinerea mărimii corespunzătoare valorii cos $(\alpha_1 + \alpha_2)$:

Tr. 1 – transformator cu prize pentru obţinerea tensiunilor sin α_1 şi cos α_1; *Tr.* 2 – transformator cu prize pentru obţinerea produsului sin α_1. tg α_2.

$$\cos(\alpha_1 + \alpha_2) = \cos\alpha_1 \cos\alpha_2 - \sin\alpha_1 \sin\alpha_2; \quad (6)$$

$$\frac{\cos(\alpha_1 + \alpha_2)}{\cos\alpha_2} = \cos\alpha_1 - \sin\alpha_1 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2. \quad (7)$$

Din relaţiile (5) şi (7) se vede că obţinerea tensiunilor sin $(\alpha_1 + \alpha_2)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2)$ necesită corecţia $\frac{1}{\cos\alpha_2}$ care poate fi practic neglijată întrucît:

$$\frac{1}{\cos\alpha_{2max}} = \frac{1}{\cos 16{,}2^\circ} = \frac{1}{0{,}96} \cong 1{,}04.$$

Realizarea expresiilor de mai sus este arătată în figurile 10 şi 11.

Etapa 3. Obţinerea tensiunilor sin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$

Aceste tensiuni se pot obţine de la transformatorul cu prize (fig. 12) la a cărui construcţie s-a ţinut seamă de dezvoltările cunoscute:

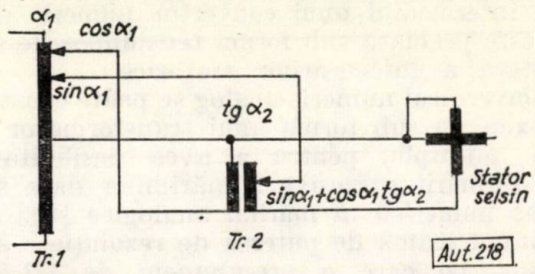


Fig. 11. Schemă cu transformatoare cu prize pentru conversia N/A a valorii impuse: obţinerea mărimii corespunzătoare valorii sin $(\alpha_1 + \alpha_2)$:

Tr. 1 – transformator cu prize pentru obţinerea tensiunilor sin α_1 şi cos α_1; *Tr.* 2 – transformator cu prize pentru obţinerea produsului cos α_1. tg α_2

$$\sin(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) = \sin\alpha_1 \cos\alpha_2 \cos\alpha_3 + \cos\alpha_1 \sin\alpha_2 \cos\alpha_3 + \cos\alpha_1 \cos\alpha_2 \sin\alpha_3 - \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \sin\alpha_3; \quad \frac{\sin(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)}{\cos\alpha_2 \cdot \cos\alpha_3} =$$

$$= \sin\alpha_1 + \cos\alpha_1 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2 + \operatorname{tg}\alpha_3 (\cos\alpha_1 - \sin\alpha_1 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2). \quad (9)$$

În mod asemănător se obţine:

$$\cos(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) = \cos\alpha_1 \cos\alpha_2 \cos\alpha_3 - \cos\alpha_1 \sin\alpha_2 \sin\alpha_3 - \sin\alpha_1 \sin\alpha_2 \cos\alpha_3 - \sin\alpha_1 \cos\alpha_2 \sin\alpha_3; \quad (10)$$

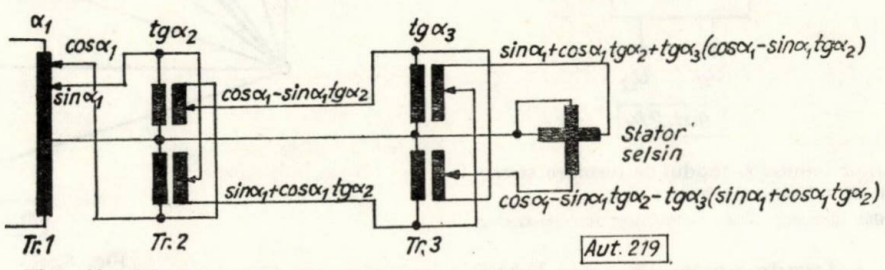


Fig. 12. Schemă cu transformatoare cu prize pentru conversia N/A a valorii impuse; obţinerea mărimilor corespunzătoare valorilor sin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$:

Tr. 1 – transformator cu prize pentru obţinerea tensiunilor sin α_1 şi cos α_1; *Tr.* 2 – transformator cu prize pentru obţinerea produselor sin $\alpha_1 \cdot$ tg α_2 şi cosα_1. tg α_2; *Tr.* 3 – transformator cu prize pentru obţinerea produselor (cos α_1 – sin $\alpha_1 \cdot$ tg α_2) . tg α_3 şi (sin α_1 + cos α_1 . tg α_2) tg α_3.

$$\frac{\cos(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)}{\cos\alpha_2 \cdot \cos\alpha_3} = \cos\alpha_1 - \sin\alpha_1 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2 - \operatorname{tg}\alpha_3 (\sin\alpha_1 - \cos\alpha_1 \operatorname{tg}\alpha_3 \cdot \operatorname{tg}\alpha_2). \quad (11)$$

Din relaţiile (9) şi (11) se observă că, pe lîngă corecţia $1/\cos\alpha_2$, apare şi corecţia $1/\cos\alpha_3$ care de asemenea se poate, practic, neglija întrucît:

$$\frac{1}{\cos\alpha_{3max}} = \frac{1}{\cos 1{,}62^\circ} = \frac{1}{0{,}999} \approx 1. \quad (12)$$

Realizarea practică a transformatorului cu ajutorul căruia se obţin tensiuni de alimentare a înfăşurărilor selsinului corespunzătoare valorilor impuse, adică sin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi cos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$, este arătată în figura 12.

În final, înfăşurările statorului selsinului vor fi alimentate cu tensiunile Usin $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$ şi Ucos $(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)$, corespunzătoare numărului care indică valoarea cotei impuse.

3. *Sistemul de selsine şi prelucrarea tensiunii de eroare*

După cum s-a arătat, în prezent se construiesc selsine de precizie, cu o putere de rezoluţie de 5 pînă la 10 min de arc [5]. Dacă deplasarea longitudinală a unei sănii de maşină-unealtă trebuie reprodusă analog cu o precizie de 0,01 mm, teoretic aceasta înseamnă că deplasarea maximă sesizabilă cu un selsin corespunzătoare unei rotaţii complete este de aproximativ :

$$\frac{360 \times 60}{5} \cdot 0{,}01 \approx 43 \text{ mm}.$$

În practică, din motive constructive, deplasarea e mai mică, deoarece nu este indicat să ne apropiem de valorile limită ale puterii de rezoluţie electrice. De aceea vom lua în considerare o putere de rezoluţie de circa 10 min arc, iar deplasarea sesizabilă în condiţii reale scade de 20 mm. Pe de altă parte însă, necesitatea exclumăsura distanţe pînă la 10000 mm, perioadele selsinelor fiind în acest caz 20000, 2000, 200 şi 20 mm.

Precizia sistemului poate fi îmbunătăţită prin cuplarea inductosinului liniar ca element fin de măsurare, aşa cum s-a arătat cu linie punctată în figura 13.

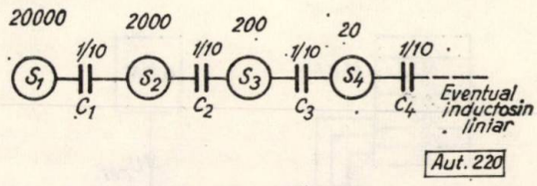


Fig. 13. Cuplarea selsinelor pentru lărgirea domeniului de măsură în sistemul analog :
S_1, S_2, S_3, S_4 – selsine ; C_1, C_2, C_3, C_4 – cuplaje mecanice în raportul 1/10

Un echipament de comandă numerică folosind un asemenea sistem de măsură a deplasării, format din mai multe selsine cuplate în cascadă, este astfel conceput încît, pe măsură ce sania maşinii se apropie de poziţia impusă, se face şi trecerea măsurătorii de pe un selsin pe altul. Această trecere este necesară pentru creşterea preciziei de poziţionare a organului mobil. În figura 14 este prezentat modul în care se face trecerea de pe un selsin pe altul, pînă la atingerea poziţiei impuse.

Se observă că trecerea de pe un selsin pe altul se face de preferinţă în zona coborîtoare a curbei tensiunilor de eroare, pe o porţiune aproximativ liniară, cu panta lină, pentru o mai bună precizie de măsurare. Punctele se

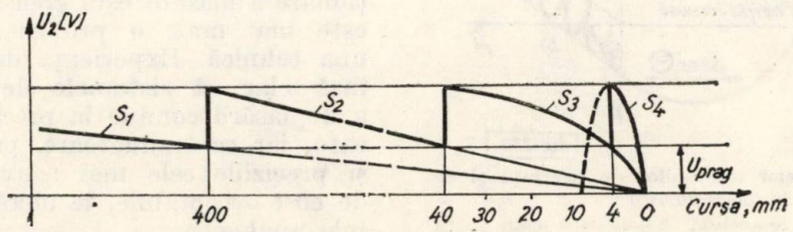


Fig. 14. Comutarea măsurării valorii reale de pe un selsin pe altul, în cazul a patru trepte de măsură :
U_2 – tensiunea de eroare ; S_1, S_2, S_3, S_4 – curbele de variaţie a tensiunii de eroare, cînd se măsoară cu selsine de perioade 20 000, 2 000, 200 şi 20 mm.

derii punctelor false de trecere prin zero face ca selsinul să fie folosit pe o porţiune mai mică. Considerînd şi erorile introduse în lanţul cinematic de transformare a mişcării de translaţie în mişcare de rotaţie, ajungem la concluzia că un singur selsin poate sesiza cu acurateţe o deplasare maximă de 10 mm, ceea ce corespunde unei semiperioade.

În practică însă, deplasările fiind mult mai mari, pentru măsurători absolute se procedează la extinderea domeniului de măsură, cuplînd mai multe selsine prin angrenaje de precizie, de exemplu în raportul 1/10.

În figura 13 s-a reprezentat cuplarea selsinelor în cascadă. Cu un astfel de dispozitiv putem aleg de exemplu la distanţele de 400, 40, 4 mm faţă de poziţia impusă. Această trecere se realizează prin compararea tensiunii de eroare U_2 cu o tensiune de prag al unui etaj de limitare. Cînd $U_2 = U_{prag}$, se face trecerea automată de pe un selsin grosier pe unul mai fin.

Sensul deplasării saniei maşinii se obţine prin compararea fazei tensiunii de eroare cu faza unei tensiuni de referinţă. Din această comparare, care se face în demodulator, rezultă o tensiune demodulată $U_{2\,dem}$ care dă comanda de sens al deplasării (fig. 15).

Faţă de tensiunea de referinţă, tensiunea de eroare poate să fie în fază dacă rotorul selsi-

nului este deplasat în sensul —, sau decalată cu 180° dacă rotorul este deplasat în sensul + (fig. 16).

Conform figurii 16, cînd tensiunea de eroare demodulată rezultă pozitivă (semiperioada *a*), comanda se va da în sensul pozitiv al curbei de poziţionare, iar cînd tensiunea de eroare demodulată este negativă (semiperioada *b*), comanda se va da în sensul negativ al curbei de poziţionare.

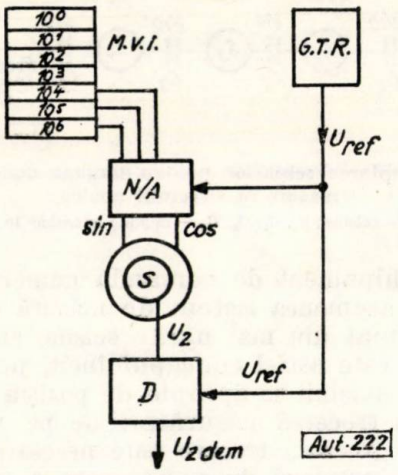


Fig. 15. Schema bloc a circuitului de măsură analog:
M.V.I. — memoria valorilor impuse; *N/A* — convertor numeric-analog; *S* — selsin; *G.T.R.* — generator al tensiunii de referinţă de frecvenţă ridicată; U_2 — tensiunea de eroare obţinută în înfăşurarea rotorică; *D* — demodulator; U_{2dem} — tensiunea de eroare demodulată.

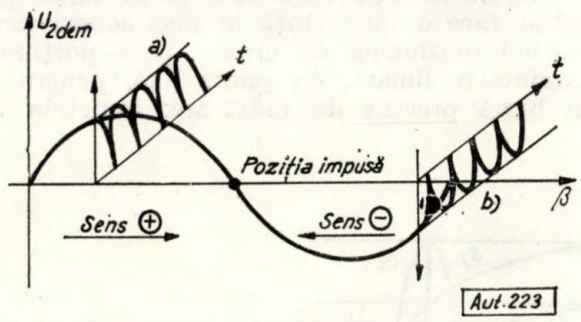


Fig. 16. Compararea fazelor tensiunilor de referinţă şi de eroare în demodulator:
U_{2dem} — tensiunea de eroare demodulată; β — defazajul dintre poziţia rotorului şi vectorul rezultant.

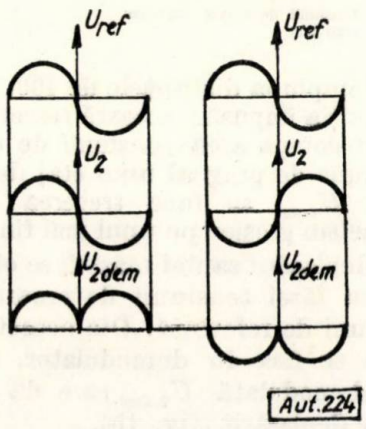


Fig. 17. Forma tensiunii de eroare la ieşirea din demodulator:
U_{ref} — tensiunea de referinţă; U_2 — tensiunea de eroare; U_{2dem} — tensiunea de eroare demodulată.

Demodulatorul este construit după o schemă clasică [6] de redresare sensibilă la fază, obţinîndu-se la ieşirea sa o tensiune continuă a cărei fază şi amplitudine depind de faza şi amplitudinea tensiunii alternative de intrare.

Forma tensiunii de eroare demodulată este arătată în figura 17.

După cum se poate observa în figura 17, faza tensiunii de eroare demodulată dă sensul deplasării către poziţia impusă, care este atinsă cînd amplitudinea tensiunii demodulate este zero.

II. Consideraţii asupra preciziei sistemului de măsură

Precizia de poziţionare a unei maşini-unelte cu comandă numerică este o funcţie depinzînd de mai mulţi factori, dintre care cei mai importanţi sînt:

— posibilităţile maşinii-unelte propriu-zise;
— sistemul de măsură utilizat;
— calitatea subansamblelor utilizate în circuitele electrice (de exemplu convertorul numeric-analog).

Precizia de poziţionare poate fi îmbunătăţită acţionînd asupra factorilor de mai sus, ceea ce însă duce la scumpirea instalaţiei electrice sau a maşinii.

Unde anume se găseşte soluţia optimă pentru obţinerea unei precizii convenabile de poziţionare a maşinii este greu de stabilit. Aceasta este mai mult o problemă economică decît una tehnică. Experienţa de pînă acum arată însă clar că sistemele de măsurare directă a deplasării conduc la preciziile cele mai ridicate, iar ca traductoare, puterea de rezoluţie şi preciziile cele mai convenabile, la preţuri de cost acceptabile, le oferă numai traductoarele analogice.

Sistemul de măsură analog descris mai sus, în combinaţie cu inductosinul liniar, obţine o precizie de poziţionare dintre cele mai bune, deoarece se realizează o măsurare directă a deplasării organului mobil al maşinii.

Pentru axe de deplasare unde nu se cere o precizie prea ridicată sau pentru maşinile-unelte care constructiv nu pot realiza o precizie ridicată, se foloseşte sistemul de măsură analog, realizat cu selsine conectate în cascadă, renunţîndu-se astfel la măsurarea directă, în favoarea unui preţ de cost mai scăzut.

Sistemul obţinut şi care a fost descris în capitolul I de mai sus prezintă următoarele avantaje:

— precizie satisfăcătoare la un preţ rezonabil;
— nu se face o însumare a erorilor de măsurare;

— construcţie robustă, cu o bună insensibilitate la condiţiile de mediu exterior (ulei, murdărie, vibraţii, semnale parazite electrice);
— independenţă faţă de întreruperea tensiunii de alimentare.

Erorile ce apar se datoresc puterii de rezoluţie a selsinelor, transformării mecanice a mişcării de translaţie în mişcare de rotaţie (angrenaj-pinion-cremalieră, ax. piuliţă etc.)

În condiţiile cele mai avantajoase, avînd în vedere criteriile de mai sus, la o temperatură constantă a tuturor părţilor mecanice ale maşinii, se poate obţine o precizie de poziţionare de $\pm 0{,}02$ mm.

Astfel, la Uzina de maşini grele — Bucureşti se obţine, în cadrul unor lucrări de precizie pe o maşină de găurit cu opt burghie, o precizie de poziţionare de — 0,008 pînă la +0,061 mm pe o distanţă de peste 5 000 mm. Această maşină este dotată cu un sistem de măsură analog, utilizînd ca traductor selsinul, echipamentul de comandă numerică fiind de tip paraxial (Sinumerik 200, fabricat de firma Siemens).

În încheiere, trebuie să remarcăm faptul că comanda numerică şi în primul rînd sistemul de măsură nu aduc maşinii-unelte posibilităţi de lucru cu o precizie mai mare decît îi permite construcţia ei. Comanda numerică va permite însă o utilizare mai intensivă a maşinii-unelte, în imediata apropiere a preciziei maxime a acesteia, urmărind astfel păstrarea preciziei pentru care a fost construită maşina şi nu îmbunătăţirea ei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Thilliez, J. *La commande numérique des machines*. Paris, DUNOD, 1967.

[2] Simon, W. Conducerea numerică a maşinilor-unelte. Bucureşti, Ed. tehnică, 1967.

[3] Botez, E. *Maşini-unelte. Bazele teoretice ale proiectării*. II Automatica. Bucureşti, Ed. tehnică.

[4] Ebule, M., Waibel, G. *Ein analog-absolutes Lagemessystem für die numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen*. În: Siemens Zeitschrift, nr. 9, 1964.

[5] Soubies-Camy. *Théorie et pratique des systèmes et langages de commande numérique des machines-outils*. Éditions Radio 1971.

[6] Felea, I. *Circuite şi tranzistoare în industrie*, vol. 1 şi 2. Bucureşti, Ed. tehnică. 1964.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Produse existente în fabricaţia curentă

Înregistratoare electronice fabricate de către F. E. A.

Unele caracteristici generale

Înregistratoarele sînt aparate frecvent folosite în instalaţiile de automatizare pentru că ele permit urmărirea cu uşurinţă a desfăşurării valorii parametrilor importanţi din proces şi deci a procesului însuşi în ansamblu. Din această cauză, producţia în ţară, şi anume la F.E.A., de asemenea aparate are o importanţă deosebită, executîndu-se numeroase tipuri destinate să satisfacă necesităţi variate de înregistrare pentru urmărirea realizării corecte a procesului respectiv.

Menţionăm că înregistratoarele sînt aparate scumpe şi deci se impune o alegere judicioasă a lor pentru a evita investiţii nefolositoare.

Familia de înregistratoare electronice fabricate la F.E.A. cuprinde un important număr de tipuri şi variante, permiţînd rezolvarea celor mai multe situaţii în care se cere urmărirea precisă şi continuă, individuală sau în grup, a parametrilor din proces. Înregistratoarele au o deosebit de mare siguranţă în funcţionare în condiţiile uzuale de exploatare pentru aparatura de panou. Afară de funcţia principală de înregistrare, înregistratoarele F.E.A. pot asigura unele funcţii suplimentare fără a fi afectată precizia înregistrării. Aceste funcţii suplimentare vor fi descrise detaliat în cele ce urmează.

În general, înregistratoarele F.E.A. se împart în două grupuri mari:
— înregistratoare cu semnale neunificate;
— înregistratoare cu semnale unificate.

Ambele grupuri au o schemă de principiu indicată în figura 1, din care se vede că ele funcţionează după principiul compensării automate.

În cazul înregistratoarelor pentru semnale neunificate, semnalul de intrare, care este o tensiune continuă sau valoarea unei rezistenţe, este comparat cu o tensiune sau rezistenţă variabilă a cărei valoare este proporţională cu valoarea instantanee indicată de aparat, adică cu poziţia acului indicator. Comparaţia se face prin metoda potenţiometrică dacă semnalul de intrare este o tensiune şi printr-o punte Wheatstone dacă semnalul este valoarea unei rezistenţe. Amplificatorul de

curent continuu primeşte la intrare diferenţa celor două semnale comparate. În cele din urmă se comandă un servomotor care deplasează

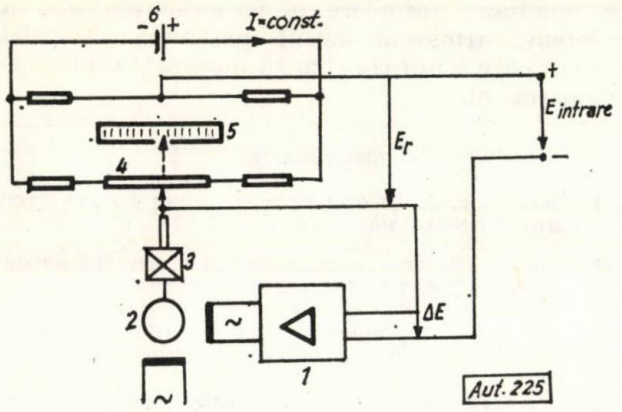


Fig. 1. Schema unui înregistrator compensator automat: *1* – amplificator de c.c. (conţine modulatorul, amplificatorul de c.a., demodulatorul şi etajul final pentru comanda servomotorului); 2 – servomotor; *3* – mecanism de transmisie; *4* – rezistenţă cu cursor; *5* – scală gradată; *6* – sursă stabilizată.

mecanismul de indicare-înregistrare pînă se anulează diferenţa dintre cele două semnale, adică pînă se obţine echilibrarea automată. Înregistratoarele pentru semnale unificate au o funcţionare similară, cu unele diferenţe constructive în ce priveşte amplificatorul.

Diferite tipuri fabricate

Înregistratoarele de bază fabricate formează următoarele serii:

— E 35: înregistrator miniatură cu o peniţă pentru semnal neunificat;

— ELR 35: înregistrator miniatură cu o peniţă pentru semnal unificat;

— ELR 45: înregistrator miniatură cu două peniţe pentru semnal unificat;

— E 36: înregistrator cu o peniţă pentru semnal neunificat;

— ELR 36: înregistrator cu o peniţă pentru semnal unificat (diagramă mare);

— E 36 A: înregistrator pentru semnal neunificat cu imprimare în 2—12 puncte;

— ELR 36 A: înregistrator pentru semnal unificat cu imprimare în 2—12 puncte;

— E 46: înregistrator cu două peniţe pentru semnal neunificat;

— ELR 46: înregistrator cu două peniţe pentru semnal unificat.

Unele detalii succinte asupra acestor aparate, pentru a servi la o primă alegere a lor, vor fi date în cele ce urmează. Pentru detalii se va cere la F.E.A. descrierea completă.

Funcţiunile suplimentare ale înregistratoarelor F.E.A. şi simbolurile respective

Semnalizări. a) Semnalizări la depăşirea limitei superioare — simbol M_1:; la depăşirea limitei inferioare — simbol M_2; la depăşirea limitei superioare şi limitei inferioare — simbol M_3. Aparatul este echipat cu un dispozitiv de comutare în cazul M_1 şi M_2 şi cu două în cazul M_3, a cărui poziţie este uşor reglabilă şi evidenţiată pe scală printr-un index. Puterea de rupere a contactelor pentru funcţiunile M_1, M_2 şi M_3 este: 220 V c.a. cos $\varphi = 0{,}3$ de 2 A; la 48 V c.c. $L/R = 5$ ms de 1 A. În felul acesta, contactele pot fi conectate în circuite pentru lămpi de semnalizare, contactoare, relee.

b) Semnalizări la depăşiri de limită, cu o funcţionare analogă cu cele de mai sus, dar fără a se evidenţia poziţia pe scala aparatului. În acest caz simbolizarea este K_1, K_2 şi K_3, corespunzătoare lui M_1, M_2, M_3. Celelalte caracteristici sînt comune.

c) Semnalizări pentru aparatele cu imprimare în puncte: la depăşirea limitei superioare — simbol S_1; la depăşirea limitei inferioare — simbol S_2; la depăşirea limitei inferioare şi superioare — simbol S_{3A}. În combinaţie cu unul sau mai multe elemente de semnalizare X_{71}, se semnalizează pentru fiecare punct de măsurare depăşirea de către parametrul măsurat a unei limite prestabilite. Această limită este comună pentru toate punctele şi este stabilită cu ajutorul unui index (sau două) deplasabil manual şi situat pe scala aparatului. Semnalizarea depăşirii limitei superioare şi aceea a depăşirii limitei inferioare, în cazul S_{3A}, se fac pe două circuite complet separate. La depăşirea limitei superioare şi a limitei inferioare — simbol S_{3B}. Diferenţa faţă de S_{3A} constă în faptul că circuitul de semnalizare este comun pentru ambele limite.

Transmiterea semnalului de eroare (abatere) — simbol C. În acest caz, aparatul are un circuit alimentat în c.c. de la elementul receptor care poate fi un regulator ELC 111 (PID), ELC 111 A (PI) sau regulatorul bipoziţional X 75. Înregistratorul transmite un semnal proporţional cu diferenţa dintre poziţia acului indicator şi poziţia unui index care reprezintă mărimea de referinţă, situat pe scala aparatului. Acest index se poziţionează manual.

Transmiterea unui semnal de referinţă — simbol T_s. Înregistratorul conţine un circuit alimentat în c.c. de către elementul receptor care poate fi un regulator ELC 111 (PID), ELC 111 A (PI) sau regulatorul bipoziţional X 75 şi transmite un semnal proporţional cu poziţia unui index, poziţionat manual pe scala aparatului. Semnalul este folosit ca mărime de referinţă pentru elementele menţionate. El este de 0,4—2 V c.c.

Transmiterea unui semnal proporţional cu valoarea indicată — simbol T. În acest caz, aparatul are un circuit alimentat în c.c. de la un aparat ELX 120 şi transmite un semnal proporţional cu poziţia acului indicator, semnal

cuprins între 0,4 şi 2 V. Înregistratorul lucrează cu un convertor tensiune-curent ELX 75.

Transmiterea unui semnal pentru comanda elementului totalizator de debit — simbol I. Aparatul conţine un circuit alimentat în c.c. de la aparatul receptor FM 791 care este un integrator şi transmite către acesta un semnal proporţional cu poziţia acului indicator.

Transmiterea unui semnal pentru comanda regulatorului bipoziţional în mai multe puncte — simbol H. Înregistratorul cuprinde un circuit care transmite un semnal de rezistenţă proporţional cu mărimea indicată, succesiv pentru toate punctele măsurate. Mărimea de referinţă se stabileşte independent pentru fiecare punct cu ajutorul unor potenţiometre de pe regulatorul bipoziţional cu multe puncte *X* 74 cu care este conectat înregistratorul.

Semnal la întreruperea circuitului de intrare — simbol B_1 sau B_2. Se utilizează pentru controlul semnalelor de intrare de la termocuple, prin lămpi de semnalizare. Cu structura B_1 semnalul de alarmă se dă prin acţionarea unui microîntrerupător la maximul scalei şi cu structura B_2 la minimul scalei.

Semnal de corecţia debitului în funcţie de presiune — simbol Q. Se utilizează în instalaţiile de măsurare a debitelor de gaze, realizînd, în combinaţie cu elementul ELX 240, compensarea variaţiilor de temperatură şi/sau presiune. Înregistratorul primeşte semnale de la traductorul de presiune diferenţială şi de la traductorul de presiune relativă şi furnizează un semnal $U_0 = K\frac{P}{P_0}\Delta P$, în care P este presiunea absolută şi P_0 — presiunea standard absolută de proiectare a diafragmei.

Două domenii de măsurare — simbol D_1 sau D_2. În primul caz, comutarea este manuală, iar în al doilea caz este automată. D_2 este folosit în înregistratoarele cu multe puncte cînd, pentru o parte din măsurări, este necesar un domeniu diferit de cel al primelor măsurări.

Extragerea rădăcinii pătrate din semnalul de intrare — simbol R. Indicaţia aparatului este în acest caz proporţională cu rădăcina pătrată a semnalului de la intrare şi este utilizată în măsurările de debite prin presiunea diferenţială. Precizia de indicare depinde de nivelul semnalului de la intrare şi anume între 10 şi 50% din semnalul de intrare eroarea este de ± 1,5%, iar între 50 şi 100%, de ± 1%.

Compatibilitatea tuturor acestor funcţiuni cu diverse tipuri de înregistratoare şi posibilitatea montării unui grup de asemenea funcţiuni pe un înregistrator sînt precizate în cadrul descrierii detaliate a înregistratorului.

Condiţii de alimentare, de mediu etc.

Alimentarea înregistratoarelor trebuie făcută cu 220 V c.a. ± 10%, 50 Hz sau 60 Hz ± 2 Hz. Temperatura mediului ambiant va fi de −10... 45°C. Umiditatea relativă a mediului ambiant: 65% ± 20%. Produsele se livrează cu următoarele accesorii: accesorii pentru montare şi conectare, accesorii de rezervă şi întreţinere, accesorii suplimentare, manual de instrucţiuni. În cataloagele fabricii sînt date instrucţiuni detaliate pentru întocmirea comenzilor. Aparatele trebuie montate pe panouri verticale la distanţele prevăzute în instrucţiuni faţă de celelalte aparate de pe panou. Se poate livra hîrtie pentru diagrame, roluită de 10 m sau împăturită de 5 m. Sensibilitatea tuturor acestor înregistratoare este de 0,1%.

Caracteristici principale ale înregistratoarelor după tipurile fabricate

În cele ce urmează se vor da indicaţii sumare asupra caracteristicilor înregistratoarelor după diferitele tipuri fabricate, urmînd ca pentru lămurirea aspectelor de detaliu să se recurgă la broşurile speciale ale fabricii.

Seria E 35. Această serie cuprinde următoarele tipuri diferenţiate după caracteristicile elementului conectat la intrare şi care produce semnalul ce trebuie înregistrat: tipul E 035, înregistrator pentru termocuplu cromel-alumel, PtRh-Pt, Fe-Const.; tipul E 135, înregistrator pentru termorezistenţă cu 3 fire Pt de 50 şi 100 ohmi şi Cu de 100 ohmi; tipul E 535, înregistrator pentru semnale de tensiune continuă, de exemplu de la pirometre de radiaţie; tipul E 735, înregistrator pentru umidometre funcţionînd cu detectoarele de umiditate F.E.A., U 21 şi U 22.

Precizia acestor înregistratoare este de ± 0,5%. Timpul de răspuns la un semnal treaptă este de 5 s pentru întreaga scală. Funcţiunile suplimentare posibile sînt: M_1, M_2, M_3, C, T, B_1 şi B_2. Pentru tipurile E 135 şi E 735 nu se pot echipa simultan decît primele trei grupuri, adică fără B_1 şi B_2. Puterea electrică absorbită este de aproximativ 13 VA. Lăţimea diagramei este de 120 mm şi viteza de deplasare de 20 mm/h.

Seria ELR 35. Semnalul de intrare este 2—10 mA c.c., precizia ± 0,5%. Timpul de răspuns la un semnal treaptă este de 5 s pentru întreaga scală. Scările de măsură sînt liniare sau pătratice pentru diferite intervale standardizate. Funcţiunile suplimentare posibile sînt: M_1, M_2, M_3, T_s, I, Q, R. Simultan nu pot fi prevăzute decît maximum trei grupuri de asemenea funcţiuni (M_1, M_2, M_3 formînd o grupă) şi numai I şi R simultan. Se pot oferi şi cu alte semnale de intrare unificate. Lăţimea diagramei şi viteza de deplasare ca în cazul precedent.

Seria ELR 45. Cu această serie se pot înregistra concomitent doi parametri caracterizaţi prin semnale unificate 2—10 mA. Precizia, sensibilitatea şi tipurile de scară sînt aceleaşi ca la seria precedentă. Funcţiunile suplimen-

tare care pot fi asigurate sînt: M_1, M_2, M_3, K_1, K_2, K_3, T_s, I şi Q pentru circuitul de înregistrare 1 şi K_1, K_2, K_3, I şi Q pentru circuitul de înregistrare 2. Combinaţiile simultane nu pot depăşi în total, pentru ambele circuite, trei grupuri de funcţiuni suplimentare. Puterea electrică absorbită este de aproximativ 25 VA. Pot fi construite şi pentru alte tipuri de semnale unificate. Timpul de răspuns, lăţimea diagramei şi viteza de deplasare ca în cazul precedent.

Seria E 36. Această serie cuprinde următoarele tipuri de bază diferenţiate după tipul elementului conectat la intrare şi care transmite semnalul ce trebuie înregistrat: tipul E 036, înregistrator pentru termocuplu PtRh-Pt, cromel-alumel sau Fe-Const.; tipul E 036 G, înregistrator cu viteză mare de răspuns pentru termocuple de aceeaşi construcţie ca în cazul precedent; tipul E 136, înregistrator pentru termorezistenţă cu 3 fire din Pt 50 şi 100 ohmi şi Cu de 100 ohmi; tipul E 536, înregistrator pentru semnal de tensiune continuă; tipul E 536 G, înregistrator cu viteză mare de răspuns pentru semnale de tensiune, de exemplu de la un pirometru de radiaţie.

Lăţimea diagramei este 250 mm, viteza ei de avans poate fi modificată în trei trepte cu ajutorul unor roţi dinţate de schimb aflate în interiorul aparatului pentru a se obţine 20, 60 sau 120 mm/h. Pentru tipul rapid E 036 G şi E 536 G, deplasarea diagramei poate fi reglată la 20, 60 sau 120 mm/min. Timpul de răspuns este de 4 s pentru toată lăţimea scalei, iar la tipurile rapide E 036 G şi E 536 G, de 1,5 s. Puterea electrică absorbită este de aproximativ 24 VA şi greutatea de 24 kg. Funcţiunile simultane posibile sînt: M_1, M_2, M_3, C, T, D_1 şi B_1 ,B_2. Simultan pot fi dotate cu patru din aceste grupuri cu excepţia tipului E 136 unde se pot prevedea numai trei grupuri. Precizia este de $\pm 0{,}3\%$ şi de $\pm 0{,}5\%$ pentru unele cazuri speciale, cum ar fi de exemplu pentru pirometre de radiaţie.

Seria ELR 36. Semnalul de intrare este de 2—10 mA c.c., precizia de $\pm 0{,}3\%$. Timpul de răspuns este de 4 s pentru întreaga scală; lăţimea diagramei şi a scalei este de 250 mm; viteza de avans a diagramei 20, 60, 120 mm/h; puterea absorbită 25 VA şi greutatea de circa 24 kg. Scara poate fi liniară sau pătratică cu diferite intervale. Aparatul poate fi livrat şi pentru alte semnale unificate. Se pot prevedea următoarele funcţiuni suplimentare care pot fi montate şi simultan: M_1, M_2, M_3, T_s, I, R.

Seria E 36 A. Acest înregistrator se livrează pentru a înregistra prin puncte 2, 3, 6 sau 12 parametri; prin caracteristicile elementelor conectabile la intrare se diferenţiază; tipul E 036 A, înregistrator pentru termocuplePtRh-Pt, cromel-alumel şi Fe-Const., cu precizia de $\pm 0{,}3\%$; tipul E 136 A, înregistrator pentru termorezistenţe cu trei fire, Pt 50 şi 100 ohmi şi Cu 100 ohmi, cu precizia de $\pm 0{,}3\%$; tipul E 536 A, înregistrator pentru semnale de tensiune continuă, de exemplu pentru pirometre de radiaţie, cu precizia de $\pm 0{,}3\%$ şi $\pm 0{,}5\%$ pentru pirometre; tipul E 736 A, înregistrator pentru detector de umiditate, la care se pot conecta numai 1, 3 sau 6 detectoare de umiditate şi se asigură o dublă măsurare (traductoare pe principiul psichrometrului) şi anume măsurarea temperaturii sesizorului uscat şi măsurarea diferenţei dintre temperatura sesizorului uscat şi a celui umed. Pentru acest ultim tip, detectorul de umiditate este U 21 şi U 22, iar precizia aparatului, $\pm 0{,}5\%$.

Viteza de avans a diagramei este de 20, 60 sau 120 mm/h şi poate fi stabilită cu ajutorul unor roţi dinţate livrate cu aparatul; timpul de răspuns pentru un semnal treaptă este de 4 s pentru toată lăţimea scalei; diagrama şi scala sînt de 250 mm. Testarea se repetă la fiecare 30 s pentru variantele cu două puncte, la 45 s pentru variantele cu trei puncte şi la 90 s pentru variantele cu şase şi 12 puncte. În ceea ce priveşte durata indicării pentru variantele cu 2, 3 şi 6 puncte, ea este de 10 s, iar pentru varianta cu 12 puncte, de 3 s. Consumul aparatelor este de aproximativ 25 VA şi greutatea de aproximativ 24 kg. Funcţiunile suplimentare pot fi: D_1, D_2, M_1, M_2, M_3, S_1, S_2, S_{3A}, S_{3B}, H, B_1. Combinaţiile simultan posibile sînt foarte variate, cu excepţia tipului E 736 A la care nu sînt posibile decît funcţiuni individuale şi, chiar acestea, nu din toată gama de mai sus. În cazuri speciale se pot executa şi aparate cu alte funcţiuni speciale.

Seria ELR 36 A. Aceste înregistratoare se realizează pentru măsurarea a 2,3,6 sau 12 parametri care se înregistrează prin puncte. Semnalul de intrare normal este de 2—10 mA c.c., dar la cerere aparatul poate fi livrat şi cu alte game de semnale unificate. Precizia este de $\pm 0{,}3\%$. Timpul de răspuns, lăţimea diagramei şi a scalei, ciclul de testare, durata indicării, consumul şi greutatea sînt aceleaşi ca în cazul precedent. Scara este liniară sau pătratică pentru diferite intervale standardizate. Funcţiunile suplimentare posibile sînt în mod normal: M_1, M_2, M_3, S_1, S_2, S_{3A}, S_{3B} şi H care se pot prevedea numai în mod individual.

Seria E 46 (cu două peniţe). Această serie cuprinde următoarele tipuri diferenţiate prin categoria elementelor care se conectează la intrare: tipul E 046, înregistrator pentru două peniţe pentru termocuple PtRh-Pt, cromel-alumel şi Fe-Const., cu o precizie de măsurare de $\pm 0{,}3\%$; tipul E 046 G, înregistrator ca mai sus, dar cu mare viteză de răspuns pentru termocuple; tipul E 146, înregistrator cu două peniţe pentru termorezistenţe cu trei fire Pt

50 şi 100 ohmi Cu 100 ohmi, cu o precizie de ±0,3%; tipul E 546, înregistrator cu două peniţe pentru semnal tensiune continuă, cu o precizie de ±0,3% sau în unele cazuri ±0,5%; tipul E 546 G, înregistrator cu două peniţe cu viteză mare de răspuns pentru semnale de tensiune continuă, de exemplu de la pirometre de radiaţie în care caz precizia este de ±0,5%.

Timpul de răspuns normal este de 4 s pentru întreaga scală şi pentru tipurile rapide de 1,5 s. Lăţimea scalei este de 250 mm. Viteza de avans a diagramei este în mod normal de 20, 60 sau 120 mm/h, iar la tipurile rapide de 20, 60 sau 120 mm/min. Consumul este de aproximativ 40 VA şi greutatea de aproximativ 25 kg. Funcţiunile suplimentare pot fi: D_1, C, T, B_1 şi B_2 pentru circuitul 1 şi fără C pentru circuitul 2. În mod simultan nu pot coexista pe fiecare circuit decît maximum două funcţiuni suplimentare şi în cazul tipului E 146 numai cîte una.

Seria ELR 46. Acest înregistrator cu două peniţe are la intrare un semnal unificat 2—10 mA c.c., dar la cerere se poate livra şi pentru alte semnale unificate. Precizia este de ±0,3%. Timpul de răspuns este de 4 s pentru întreaga lăţime a scalei. Viteza de avans poate fi reglată la 20, 60 sau 120 mm/h. Se livrează cu scară liniară sau pătratică pentru diferite intervale standardizate. Funcţiunile suplimentare posibile în mod normal sînt: T_s şi I pe intrarea 1 (numai una dintre ele) şi I pe intrarea 2. Se pot realiza şi aparate mixte în care una dintre înregistrări să fie cu semnal unificat şi una cu semnal neunificat.

ing. *I. Papadache*

Diodele redresoare tip Si 10

Din analiza intervalului maxim de curenţi medii redresaţi şi a localizării în acest interval a tipurilor de diode redresoare produse de IPRS-Băneasa (vezi „Automatica şi Electronica, nr. 5/1972, p. 244—245, tabela 1 şi 2) se constată o diferenţă apreciabilă între diodele tip F ($I_0 = 0{,}75$ A) şi tip RA ($I_0 = 20$ A). Pentru acoperirea uniformă a intervalului de curenţi medii analizat şi satisfacerea unor cereri potenţiale, justificate tehnic şi economic, ale beneficiarilor, se impunea proiectarea, realizarea, caracterizarea, omologarea şi lansarea în fabricaţie de serie a unui tip nou de diodă. Această diversificare a gamei de fabricaţie a fost realizată cu succes şi integral de către cadrele tehnice ale secţiei de fabricaţie. Pe baza NID 3039—71, au fost omologate diodele tip Si 10, anticiparea creării acestui nou tip de diodă dovedindu-se justificată. Ulterior, în colaborare cu UPAL Slatina, s-au realizat profilele din aliaj de aluminiu necesare realizării radiatoarelor pentru diodele tip Si 10.

Tabela 1

Sort	I_F direct continuu t_c=110° (A)	I_0 mediu redresat t_c=110°C (A)	$V_R = V_{RWM}$ (V)	V_{RRM} t_c 110°C (V)	V_{RSM} (V)	Curent direct de vîrf (A)	
						I_{FRM} repetitiv	I_{FSM} supra-sarcină, 10 ms
Si 10—10	12,5	10	1000	1000	1300	35	230
Si 10—6	12,5	10	600	600	800	35	230
Si 10—3	12,5	10	300	300	400	35	230
Si 10—1	12,5	10	100	100	150	35	230

Tabela 2

Sort	V_{FM} Tensiunea directă de vîrf, la I_{FM} = 35 A (V)	I_{RM} Curentul invers de vîrf, la $V_{RM} = V_{RRM}$, t_c=125°C (mA)
Si 10—10	1,3	3
Si 10—6	1,3	3
Si 10—3	1,3	3
Si 10—1	1,3	3

Ca informaţii generale privind fabricaţia, capabilităţile mecanoclimatice, modul de utilizare şi livrare a diodelor tip Si 10, precizăm următoarele.

Tehnologie — diode redresoare cu siliciu dublu difuzate, montate în capsule metalice tip RGH-A, cu trecere izolantă din sticlă.

Polaritate — catodul conectat electric la capsula metalică, anodul izolat (există posibilitatea tehnică de realizare şi a diodelor cu polaritate inversă — anodul conectat electric la capsula metalică, catodul izolat — dar, pînă în prezent, beneficiarii nu şi-au manifestat dorinţa de a obţine diode

Tabela 3

Tip	U_1			U_2			U_3		
Sort	U_1/56	U_1/113	U_1/170	U_2/70	U_2/133	U_2/196	U_3/90	U_3/170	U_3/250
Lungime (mm)	56	113	170	70	133	196	90	170	250
Secţiune transversală (mm²)	18×58			20×80			30×120		
Diametrul găurilor (mm)	6	6	6	6	6	6	6	6	6
Nr. diodelor pe un radiator	1	2	3	1	2	3	1	2	3
R_{th}(°C/W)	7,5	5	3,2	5,5	3,4	2,3	3,3	1,9	1,25
Masa(g)	20	40	60	40	65	90	80	155	230

în această variantă constructivă. Subliniem că aceste diode inverse ar fi identice ca performanţe cu cele directe şi ar conduce la avantajul montării a două diode pe acelaşi radiator: de exemplu, în cazul punţilor redresoare monofazate, cele două contacte anod-catod s-ar putea realiza comod prin cele două radiatoare comune utilizate).

Terminale — catodul — şurub M 6 × 11,5;
— anodul — conductor flexibil de cupru, secţiunea 1 mm², format din fire de cupru necositorite cu diametrul de 0,1 mm şi izolat în cauciuc siliconic.

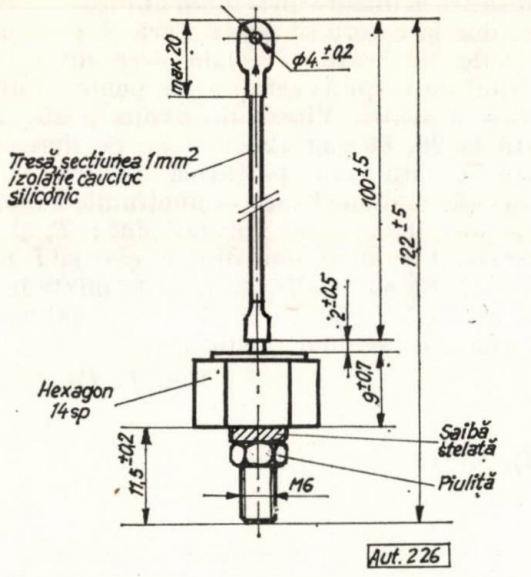


Fig. 1. Capsulă RGH—A (cotele în mm). Corpul diodei este cositorit lucios; piuliţa, şaiba stelată şi papucul terminalului flexibil sînt nichelate.

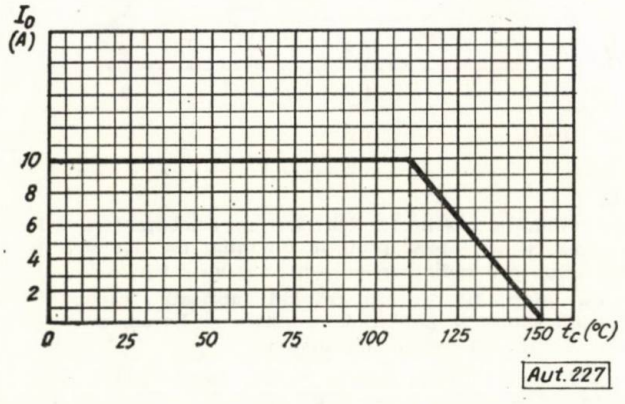


Fig. 2. Curentul mediu redresat în funcţie de temperatura capsulei.

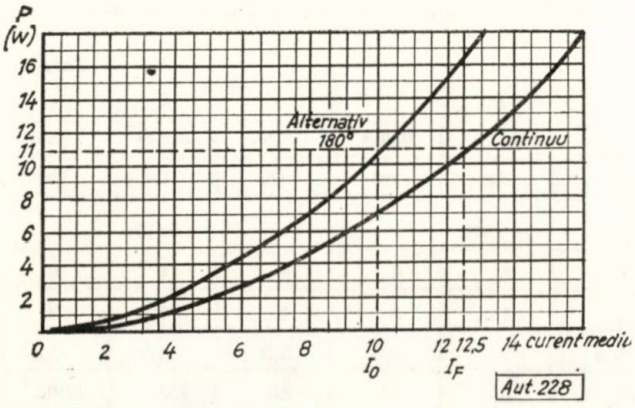


Fig. 3. Puterea medie disipată în funcţie de curentul mediu.

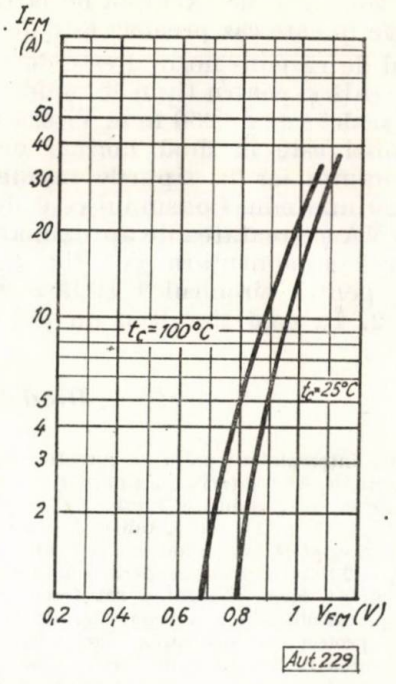


Fig. 4. Căderea de tensiune directă de vîrf în funcţie de curentul direct de vîrf (valori tipice).

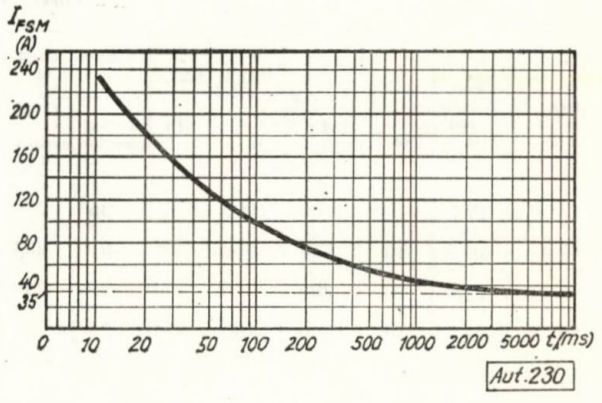


Fig. 5. Curentul direct de vîrf de suprasarcină accidentală I_{FSM}, semisinusoidal, în funcţie de durata suprasarcinii, la t_c = = 25°C.

Mod de răcire — prin conducţie, pe radiator (fig. 2 şi 6). Mai jos sînt indicate tipurile de radiatoare recomandate şi disponibile la cerere, cu precizarea performanţelor termice şi a detaliilor constructive necesare pentru proiectare. La determinarea regimului termic şi alegerea tipului de radiator, trebuie acordată o atenţie deosebită rezistenţei termice de contact între capsulă şi radiator. Aceasta depinde de: planeitatea, rugozitatea, gradul de curăţenie al suprafeţei radiatorului; interpunerea numai între partea plată a capsulei diodei şi suprafaţa radiatorului a unei pelicule fine de răşină siliconică pentru îndepărtarea aerului din acest con-

Tabela 4

Cote / Sort	U_1/56	U_1/113	U_1/170	U_2/70	U_2/133	U_2/196	U_3/90	U_3/170	U_3/250
a	58	58	58	80	80	80	120	120	120
b	18	18	18	20	20	20	30	30	30
c	1,5 (5)	1,5(5)	1,5(5)	2(5)	2(5)	2(5)	2,5(5)	2,5(5)	2,5(5)
d_1 (3)	4	4	4	4	4	4	4	4	4
d_2 (4)	6	6	6	6	6	6	6	6	6
e	56	113	170	70	133	196	90	170	250
f	—(1)	18,5(2)	45	—(1)	22,5(2)	49	—(1)	28(2)	62,5

Note: (1) — găurile d_2 de pe axele AA', CC' nu există;
(2) — găurile d_2 de pe axele BB' nu există;
(3) — găuri de fixare ale radiatoarelor;
(4) — găuri de fixare ale diodelor pe radiatoare;
(5) — toleranţe ±0,1 mm.

Tabela 5

Tip	K 3 P	K 5 P	K 15 P
Lungime (mm)	112	84	55
Secţiune transversală (mm²)	40×59,2	35×43,5	20×27,5
Găuri montare diode	M 6	M 6	M 6
Nr. diodelor pe un radiator	1	1	1
R_{th} (°C/W)	2,8	5	14,5
Masa (g)	325	150	35

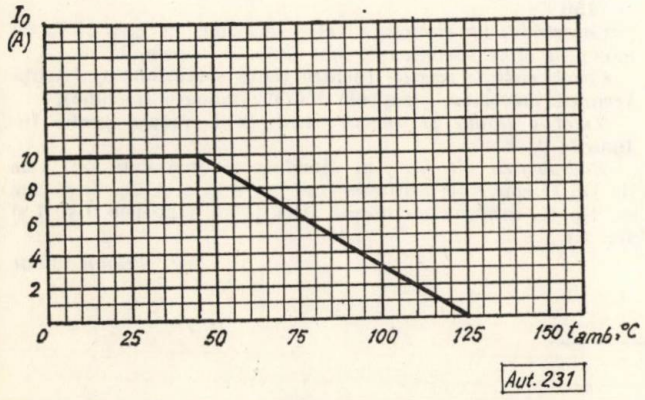


Fig. 6. Curentul mediu redresat în funcţie de temperatura ambiantă, pe radiator K 5 P, cu R_{th} = 5° C/W, convecţie naturală.

tact termic (se recomandă răşina SISS, tip SI 340); strîngerea diodei pe radiator cu un cuplu de minimum 1,5 Nm şi maximum 2 Nm. Dacă se respectă aceste reguli, se poate conta pe o rezistenţă termică de contact de circa 0,65°C/W.

Marcare — simbolul numelui fabricantului (β);

— sensul de conducţie (anod spre catod);

— numărul sortului în clar (cheia codificării sorturilor este următoarea: Si — de la siliciu; primele două cifre indică curentul mediu redresat — 10 A; ultima sau ultimele două cifre înmulţite cu 10 indică tensiunea inversă repetitivă maximă).

Tabela 6

Cote / Sort	K 3 P	K 5 P	K 15 P
a	78,4	57,4	40,2
b	75,2	55	36
c	59,2	43,5	27,5
d_1 (1)	M 6	M 6	M 4
d_2 (2)	5	4	—(3)
d_3 (4)	M 6	M 6	M 6
d_4 (5)	6	4	5
e	20	16	11
f	41	31	19
g	8	7	4
h	min 15	min 9,5	min 9,5
i	6	5	—(3)
j	10	10	6
k	16	1	—(3)
l	82	61	37
m	112	84	55
n	26	18	12
o	40	35	20
p	2	2	1,5

Note: (1) — găuri filetate pentru fixarea radiatorului;
(2) — găuri pentru conectarea în circuit a terminalului flexibil;
(3) — suportul metalic nu este plat, ci de tip coşă;
(4) — găuri de fixare a diodei pe radiator;
(5) — găuri pentru conectarea în circuit a terminalului legat electric la capsula metalică.

Valori limită şi caracteristici mecanoclimatice

— terminalul flexibil suportă eforturi de tracţiune în conformitate cu STAS 8393/11—70 (tracţiune 50 N, durată 10 s);

— valorile limită de şocuri, vibraţii, solicitări climatice sînt detaliate în NID 3039—71—„Diode redresoare cu siliciu tip Si 10".

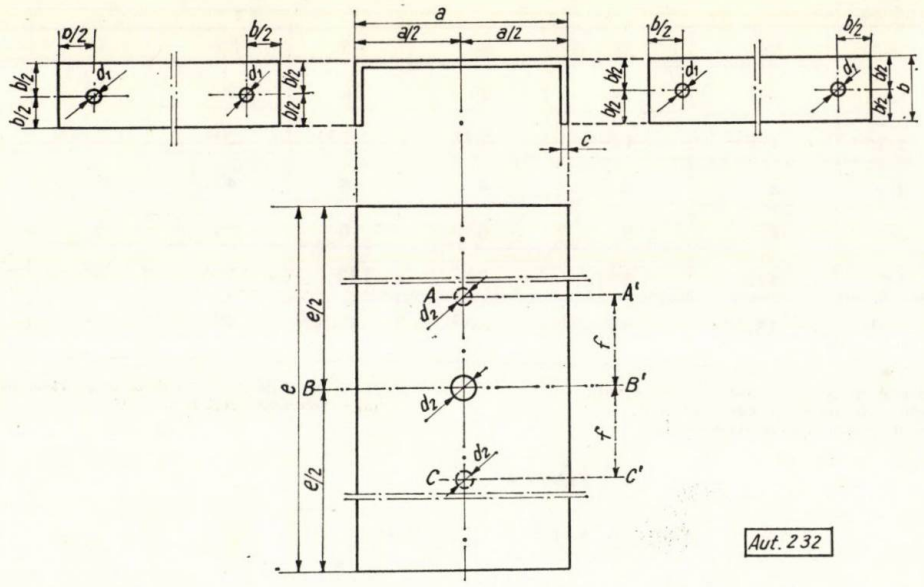


Fig. 7. Radiatoare tip U (cotele în mm; toleranţe generale ±0,5 mm, cu excepţia altor specificaţii).

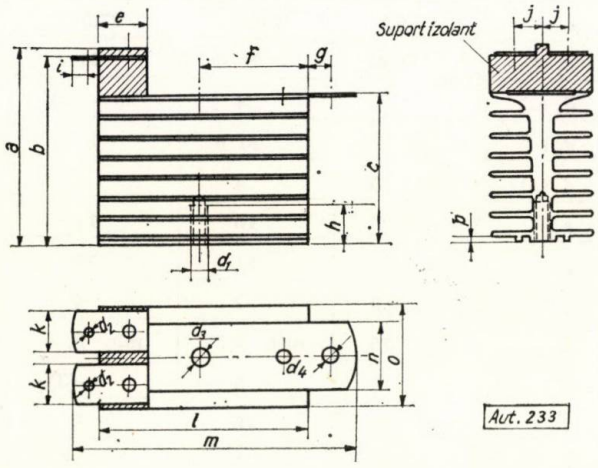


Fig. 8. Radiatoare tip K (cotele în mm; toleranţe generale ±0,5 mm, cu excepţia altor specificaţii).

Mod de livrare — cu piuliţă şi şaibă stelată; la cerere, cu radiator sau montate pe radiatorul ales şi precizat de utilizator.

Masa — circa 15 g, exceptînd radiatorul.

Desenul capsulei diodei este dat în figura 1.

Valorile limită absolute electrice la t = 25°C, cu excepţia altor specificaţii, sînt date în tabela 1.

Valorile limită de temperatură (pentru toate sorturile) sînt:

temperatura ambiantă de stocare t_{amb}: — 55 ... + + 150°C;

temperatura capsulei în funcţionare t_c; — 55 ... + + 150°C.

Caracteristicile electrice, valori maxime la t_c = 25°C, cu excepţia altor specificaţii, sînt date în tabela 2.

Caracteristicile termice (pentru toate sorturile): rezistenţa termică joncţiune — capsulă 3°C/W (valoare maximă).

Valorile limită şi caracteristicile sînt redate grafic în figurile 2—6.

Radiatoarele din aliaj de aluminiu recomandate sînt cele de tip U convecţie naturală (tabelele 3 şi 4 şi fig. 7) şi cele de tip K, conform cu norma DIN 41882 (tabelele 5 şi 6 şi fig. 8).

ing. *Traian Cârcu*

Noi produse

Noi aparate de radio şi de televiziune la uzinele „Electronica"

Anul acesta uzinele Electronica vor lansa pe piaţa internă o serie de noi aparate radio şi televiziune, întregind astfel gama variată de produse executate în anii precedenţi.

În cele ce urmează descriem sumar aceste noutăţi.

Radioreceptorul MONDIAL este un radioreceptor portabil, tranzistorizat, destinat emisiunilor MA-MF, echipat cu 14 tranzistoare, şapte diode şi un termistor. O caracteristică importantă a acestui aparat constă în faptul că poate funcţiona atît ca radioreceptor portabil (utilizînd pentru recepţie antena ferită), cît şi montat pe automobil (în care caz este echipat cu circuite speciale şi bornă pentru cuplarea cu antena automobilului). Pentru a asigura o utilizare completă a aparatului, el este prevăzut cu borne PU, magnetofon şi difuzor suplimentar; de asemenea este echipat cu un alimentator încorporat şi cu cordon de reţea. O noutate o constituie şi circuitele de control automat al frecvenţei (CAF) pentru facilitarea recepţiei emisiunilor MF.

Tensiunea de alimentare 9 V (6 baterii 1,5 V, tip R 20), 220 V 50 Hz; gamele de unde UL 150—260 kHz, UM 525—1605 kHz, US_1 5,9—9,9 MHz, US_2 11,5—18 MHz, UUS 65—73 MHz; frecvenţa intermediară 455 kHz; puterea nominală 1,5 W pentru alimentarea la baterii, 2 W pentru alimentarea la reţea.

Un alt radioreceptor care urmează să se fabrice în anul acesta este radioreceptorul COSMOS (fig. 1). Acesta este un

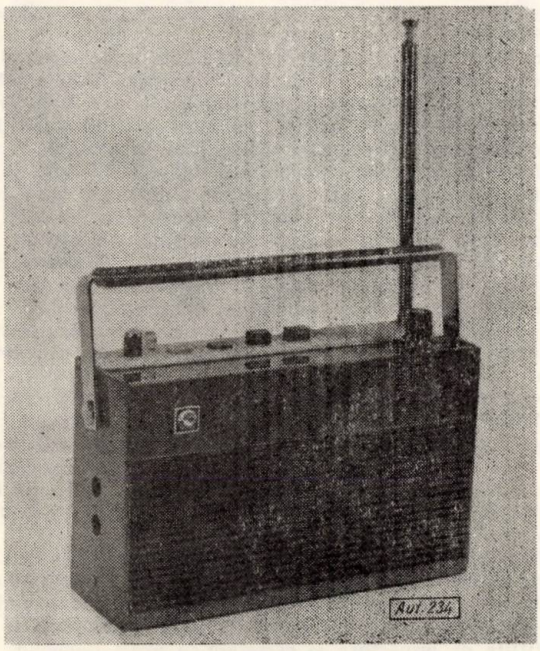


Fig. 1

radioreceptor portabil destinat recepţiei emisiunilor MA-MF, cu trei game de unde UL, UM, UUS, echipat cu 10 tranzistoare şi patru diode. Caseta aparatului este din material plastic, cu mîner, claviatură pentru game şi ton şi scară în trei culori.

Dimensiunile aparatului 195 × 120 × 60 mm; gamele de unde UL 150—285 kHz, UM 525—1605 kHz, UUS 65—735 MHz; tensiunea de alimentare 4,5 V (3 baterii 1,5 V, tip R 6); puterea de ieşire 300 mW.

Pentru automobilişti a fost construit un nou receptor PREDEAL (fig. 2), cu trei lungimi de undă, nouă tranzistoare, două diode. Sensibilitatea radioreceptorului asigură recepţionarea în condiţii bune chiar a posturilor îndepărtate, păstrînd un nivel constant al audiţiei în cazul parcurgerii unei zone muntoase sau la străbaterea unor oraşe cu clădiri înalte.

Dimensiunile aparatului 175 × 168 × 50 mm, greutatea 1 kg; puterea de ieşire 2 W; gamele de unde UL 150—260 kHz, UM 525—1605 kHz, US 5,59—6,2 MHz; tensiunea de alimentare 12 V auto, cu minusul la şasiu.

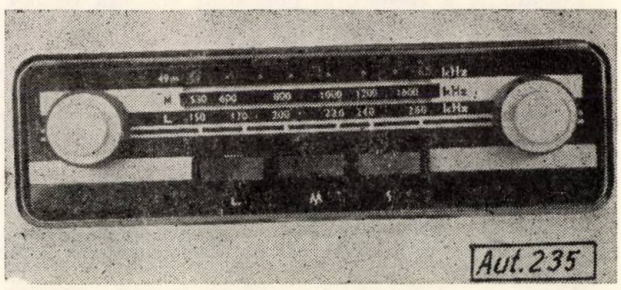


Fig. 2

Aparatul se vinde în trei variante, echipat pentru montarea pe auto Dacia 1100, echipat pentru montarea pe auto Dacia 1300 şi, fără accesorii de montaj, destinat montării pe alte tipuri de auto.

Tot în acest an, uzinele Electronica vor pune în fabricaţie primul televizor portabil românesc, complet tranzistorizat, destinat pieţei interne. Acesta este echipat cu un tub cinescop cu diagonala de 31 cm; conţine 28 de tranzistoare şi 23 de diode.

Dimensiunile casetei 420 × 260 × 260 mm, greutatea 9 kg; tensiunea de alimentare 120—220 V 50 Hz 45 W, 12 V acumulator auto 25 W; puterea de ieşire 1 W.

Este destinat să recepţioneze canalele 1—12 după norma OIRT, fiind echipat cu un selector tranzistorizat cu acord continuu. Selectarea programului dorit se face cu ajutorul unui taster cu patru butoane. Pentru recepţionare se utilizează o antenă telescopică, aparatul avînd şi borne de antenă exterioară. Caseta este executată din lemn şi acoperită cu o folie de plastic imitaţie de furnir.

Radioreceptorul MOLDOVA este un radioreceptor staţionar, tranzistorizat, destinat recepţionării emisiunilor MA cu trei game de unde. Caseta este executată din lemn furniruit.

Dimensiunile 504 × 146 × 153 mm; game de unde UL 150—260 kHz, UM 525—1605 kHz, US 6—18 MHz; tensiunea de alimentare 120—220 V 50 Hz, consum 10 W; frecvenţa intermediară 455 kHz; puterea de ieşire 1 W.

Radioreceptorul CORA 2 provine din modernizarea radioreceptorului CORA cu o altă prezentare şi cu tranzistoare cu siliciu.

Game de unde UM 525—1605 kHz; tensiunea de alimentare 3 V (2 baterii 1,5 V, tip R 6); dimensiuni 67 × 37 × × 110 mm.

Radioreceptoarele ATLANTIC şi PACIFIC staţionare, complet tranzistorizate, destinate recepţionării emisiunilor MA-MF. Ambele aparate cu aceeaşi schemă electrică, însă radioreceptorul PACIFIC este echipat cu un PU suprafon HC 10—07. Conţine 12 tranzistoare, şase diode, un termistor, o punte redresoare.

Tensiunea de alimentare 110—220 V 50 Hz; gamele de unde UL 150—285 kHz, UM 525—1605 kHz, US_1 5,95—9,8 MHz, US_2 11,7—18 MHz, UUS 65—73 MHz; frecvenţa intermediară 455 kHz MA şi 10,7 MHz MF; puterea de ieşire 2,5 W. Casetele sînt finisate cu furnir lustruit.

ing. *Nicolae Dobrescu*

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

E. Botez. ***Maşini-unelte. Bazele teoretice ale proiectării. Automatica.*** Editura tehnică, Bucureşti, 1972.

Acesta este al doilea volum din seria de trei volume ale lucrării „Maşini-unelte. Bazele teoretice ale proiectării" şi cuprinde partea de rezolvare a unor probleme legate de automatizarea maşinilor-unelte. Se insistă asupra necesităţii automatizării lanţurilor cinematice, studiindu-se căile de automatizare a acestora în funcţie de eficienţa tehnică şi economică.

Lucrarea cuprinde şase capitole.

În capitolul 1, intitulat „Introducere în automatica maşinilor-unelte", sînt tratate o serie de elemente cu caracter introductiv: maşina-unealtă şi automatizarea; procesele statice şi tranzitorii la mecanisme; procesele tranzitorii în lanţurile cinematice.

Capitolul 2, intitulat „Generarea suprafeţelor complexe", cuprinde descrierea unor elemente importante ale generării suprafeţelor complexe cum ar fi: copierea; lanţul cinematic de copiere; sistemele de copiere continuă; sistemele de copiere discontinuă.

În următorul capitol sînt descrise lanţurile cinematice auxiliare: operaţiile auxiliare; caracteristicile funcţionale ale lanţurilor auxiliare; alimentarea cu piese, material în bare sau colaci; alimentarea cu scule; reglarea lanţurilor cinematice generatoare; mişcările auxiliare rapide; obţinerea preciziei dimensionale; poziţionarea repetată.

Capitolul 4 tratează problema elaborării programului pentru comanda numerică a maşinilor-unelte. Aici se au în vedere următoarele aspecte: problemele specifice comenzii numerice a maşinilor-unelte; aspectele caracteristice programării numerice a traiectoriilor; limbajele comenzii numerice.

În capitolul 5 se insistă asupra noţiunilor prelucrării interne a datelor cu următoarele probleme mai importante: echipamentul de comandă numerică; elementele de logică binară; exemple de utilizare a logicii binare în construcţia unor elemente ale aparaturii de comandă numerică; sistemele numerice fluidice; sistemele analogice absolute.

În sfîrşit, capitolul 6 cuprinde descrierea unor maşini-unelte automatizate cu diferite destinaţii cum ar fi: strunjire, frezare, decojit lingouri etc.

Lucrarea, scrisă la nivel superior, este utilă inginerilor proiectanţi de maşini-unelte, studenţilor care se pregătesc în această specialitate, putînd fi de folos şi inginerilor nespecialişti care se interesează de acest domeniu.

Ing. *Al. Tomuţa*

I. Bejan. ***Amplificatorul magnetic în sistemele automate.*** Colecţia „Automatică informatică", 268 p., Editura tehnică, Bucureşti, 1972.

Lucrarea, constituind de fapt o mică monografie asupra amplificatoarelor magnetice (AM), are un pronunţat caracter aplicativ. Bazîndu-se pe o bibliografie bine închegată, destul de amplă şi la zi, autorul reuşeşte să prezinte într-o formă unitară, sintetică şi bine sistematizată, întîi elementele principale ale teoriei acestor dispozitive electromagnetice, pentru ca apoi, în partea a doua a lucrării, să poată prezenta o serie de aplicaţii interesante şi încă destul de mult întîlnite în tehnică. Este de remarcat faptul că amplificatoarele magnetice, deşi considerate de mulţi autori ca depăşite, vechi şi fără perspective, se folosesc încă în multe scheme de comandă a acţionărilor electrice, automatizări în diferite procese industriale rapide etc.

În ceea ce priveşte ţara noastră, aceste dispozitive magnetice se fabrică într-o gamă de tipuri şi de puteri destul de largă, aşa încît utilizatorii acestora vor putea beneficia încă o perioadă destul de lungă de avantajele şi calităţile A.M.

În capitolul 1 al cărţii se prezintă schemele de bază fundamentale ale amplificatoarelor magnetice. Se începe cu unele scheme de principiu, caracteristicile reactoarelor saturabile, A.M. serie, A.M. derivaţie, A.M. cu mai multe înfăşurări de comandă (intrare), înfăşurări de reacţie: externă, internă, pozitivă şi negativă.

În capitolul 2 al lucrării este prezentată, succint şi totuşi destul de complet pentru scopul declarat al lucrării, teoria şi caracteristicile de bază ale A.M. Astfel, se începe cu ecuaţiile generale de funcţionare ale A.M.: ecuaţiile de tensiuni (în circuitul de comandă şi cele de lucru sau de sarcină), ecuaţia care reflectă egalitatea solenaţiilor în cele două circuite, ecuaţiile fluxurilor şi, legat de aceasta, definiţia unghiului de saturaţie sau de comandă a conducţiei în înfăşurările de lucru ale A.M. Se continuă cu caracteristica intrare-ieşire, fundamentală pentru funcţionarea A.M., parametrii principali ai A.M. ca: puterea de ieşire, randamentul, coeficienţii de amplificare. În ultima parte a capitolului este redată funcţionarea A.M. avînd sarcină activă, inductivă şi combinată (activă şi inductivă), atît în regim permanent (staţionar), cît şi în etapele tranzitorii ale acestor regimuri, stabilindu-se schemele logice bazate pe funcţiunile de transfer ale circuitelor A.M., cu constantele de timp respective.

În capitolul 3 este arătată pe larg influenţa reacţiei în A.M. asupra caracteristicilor acestora, funcţionarea A.M. în regim de releu fără contacte. O parte importantă a capitolului cuprinde funcţionarea A.M. avînd în circuitul de lucru sarcina conectată prin intermediul unei punţi cu redresoare statice. Este regimul A.M. care s-a dovedit foarte rodnic şi cu foarte multe valenţe şi posibilităţi în schemele de reglare şi automatizare. Se întîlnesc în practică destule scheme cu punte de redresoare în circuitul de lucru: A.M. simple, cu reacţie internă, cu reacţie combinată, putînd realiza funcţiuni interesante şi cu mare siguranţă în funcţionare în schemele de automatizări. Se prezintă scheme de A.M. rapide, avînd comanda în c.a. şi sarcina alimentată prin punte de redresoare, folosirea A.M. în scheme de măsurări etc.

În sfîrşit, capitolul 4 al cărţii cuprinde aplicaţii ale A.M. în diverse şi multiple scheme concrete de acţionări electrice, măsurări ale diferitelor mărimi, automatizări ale unor procese din diferite ramuri industriale. Pentru a cita doar cîteva aplicaţii, după tabla de materii: scheme reversibile cu A.M., montaje trifazate de A.M., montaje cu A.M. în cascadă, A.M. operaţionale, scheme de reglare automată cu A.M. a vitezei de rotaţie a motoarelor electrice de c.c. şi asincrone, reglarea automată cu A.M. a excitaţiei generatoarelor sincrone şi a motoarelor sincrone, reglarea cu A.M. a frecvenţei în unele scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone, alte utilizări ale A.M. în scheme de reglare a temperaturii, utilizarea acestora în electrotermie, sudare, în sisteme de urmărire sincronă şi altele

În partea finală a lucrării se dau cîteva exemple de calcul şi de alegere a amplificatoarelor magnetice în scheme complete de automatizări. Aceste exemple cuprind experienţa obţinută de I.P.A., Institutul politehnic din Iaşi şi alte institute de proiectare şi cercetare în acest domeniu.

Lucrarea se încheie cu unele anexe de mare importanţă practică şi anume tipurile constructive, caracteristicile şi performanţele A.M. fabricate în România, A.M. de putere, parametrii circuitelor de comandă şi polarizare, încercările de tip făcute asupra A.M. uzuale şi A.M. cu mai multe înfăşurări.

Prin publicarea acestei lucrări, de altfel singura lucrare românească unitară şi dedicată în întregime A.M., Editura tehnică reuşeşte să pună la îndemîna utilizatorilor acestor dispozitive un instrument de lucru. Prin structura şi nivelul de tratare, cartea prof. dr. ing. Ion Bejan este de un real folos atît inginerilor, maiştrilor şi tehnicienilor care-şi desfăşoară activitatea în uzinele cu automatizare destul de avansată a proceselor tehnologice, cît şi proiectanţilor, cercetătorilor şi studenţilor care au preocupări în domeniul automatizărilor industriale.

Ing. *Mihai Condruc*

H. Tölle. ***Măsurări în instalaţiile termice.*** Editura tehnică, Bucureşti, 1972, 452 p.

Editura tehnică Bucureşti prezintă, în traducere din limba germană, cu adaptările necesare, cartea prof. ing. H. Tölle.

În lucrare se prezintă procedeele de măsurare pentru principalii parametri care intervin în cercetarea, recepţia, încercările şi exploatarea instalaţiilor termoelectrice din centralele electrice, ale instalaţiilor termoenergetice industriale şi ale maşinilor.

Cartea se adresează în egală măsură automatiştilor cum şi specialiştilor în energetică, tehnica căldurii şi maşini care au probleme de măsurări în domeniul lor, în special în perioada de încercări, probe, cercetări, proiectare, recepţie şi care trebuie să aleagă procedeul de măsurare cel mai indicat pentru instalaţia dată şi mărimea măsurată.

Materialul este clar, concis, sistematizat, pentru fiecare fel de măsurare prezentîndu-se procedeele caracteristice, erorile care se pot face şi indicaţiile necesare pentru alegerea, în funcţie de instalaţie şi scopul urmărit prin aceasta, a procedeului optim. Se insistă mult asupra unităţilor de măsură şi se dau exemple numerice care uşurează mult înţelegerea materialului şi posibilităţile de aplicare în practică.

În traducerea în limba română s-au adus adaptările şi menţionările necesare la elementele pentru care se dispune de standarde româneşti (STAS), astfel încît cartea poate fi folosită cu real folos şi la noi. Prin prezentarea unităţilor internaţionale, şi în special a exemplelor numerice în aceste unităţi, se dă cititorului posibilitatea să se familiarizeze cu unităţile din sistemul S.I., a cărui folosire este reglementată prin lege.

Lucrarea cuprinde 19 capitole, la care se adaugă în anexă tabele numerice şi diagrame de calcul, o listă cu 218 referiri bibliografice şi o listă cu STAS apărute pînă în 1972, care tratează probleme de măsurători şi aparate de măsurat.

După o scurtă introducere (cap. 1), în care se enunţă scopul lucrării şi se arată că se prezintă procedeele de măsurare dar nu se tratează aparatele de măsurat, se dezvoltă în cap. 2 problemele legate de tehnica măsurării, precizîndu-se noţiunile, modul de efectuare a măsurării, criteriile de alegere a aparaturii de măsurat, modul de interpretare a rezultatelor.

În cap. 3 se tratează erorile de măsurare, prezentîndu-se noţiunea de eroare, tipurile de erori de măsurare, modul cum se determină erorile şi cum se iau acestea în considerare, iar în cap. 4 zona de dispersie a măsurării.

Cap. 5 tratează măsurarea lungimilor, cu dezvoltarea măsurării tensometrice şi a grosimilor prin procedeul absorbţiei radiaţiilor.

Cap. 6 se ocupă cu măsurarea suprafeţelor, cu descrierea planimetrelor liniar şi polar şi indicarea modului de folosire a acestora.

Măsurarea temperaturii, cap. 7, este dezvoltată mai pe larg. După un scurt istoric şi precizarea noţiunii de temperatură şi a unităţilor de măsură, se dezvoltă procedeele de măsurare a acestui parametru dîndu-se indicaţii asupra modului de montare corectă a aparatelor de măsurare a temperaturii lichidelor, gazelor şi aburului, cum şi a temperaturii la suprafaţa şi interiorul corpurilor solide.

În cap. 8 se tratează procedeele de măsurare a presiunii şi diferenţei de presiune, după ce în prealabil se precizează noţiunea de presiune şi se indică unităţile de măsură a acestui parametru.

Cap. 9 studiază procedeele de măsurare a forţei, a momentului de rotaţie, a lucrului mecanic şi a puterii, insistînd în special asupra procedeelor de măsurare a momentelor.

În cap. 10 se studiază măsurarea turaţiei, trăgîndu-se concluzii asupra procedeului optim, în funcţie de instalaţia la care se aplică.

Măsurarea cantităţilor face obiectul cap. 11. Se dezvoltă aici metodele de măsurare a volumului de umplere, a nivelului, a cîntăririlor automate, a debitelor ce se scurg în canale cu profile neregulate, a debitelor în conducte.

În cap. 12 se tratează măsurarea conţinutului de praf. După precizarea noţiunii de praf, ca un material solid dispersat într-un mediu gazos, cu granulele de mărimea 0,1 μm — 200 μ m, se prezintă procedeele de măsurare.

Cap. 13 studiază măsurarea conţinutului de umiditate a gazelor, iar cap. 14, conţinutul de umiditate a aburului. Exemplul numeric dat la ultimul capitol precizează şi mai bine procedeul şi dă posibilitatea de aplicare a acestuia.

În cap. 15 se expun procedeele de măsurare pentru analiza chimică a lichidelor. Se prezintă aici problemele de determinare a conţinutului de săruri prin măsurarea conductivităţii electrice, prin procedee chimice, prin fotometria flăcării, prin izotopi radioactivi etc. Se tratează apoi determinarea concentraţiei de oxigen din lichide, precum şi a concentraţiei de ioni de hidrogen (pH).

Cap. 16 prezintă procedeele de măsurare a puterii calorifice a combustibililor solizi, lichizi şi gazoşi, iar cap. 17, procedeele de măsurare a compoziţiei gazelor, inclusiv a gazelor de ardere de la cazane de abur, cuptoare şi alte ramuri industriale.

Cap. 18, intitulat „controlul arderii", tratează în special triunghiul arderii după Bunte şi cel după Ostwald, arătînd modul în care se urmăreşte arderea utilizînd aceste metode.

Cap. 19 se ocupă cu procedeele de măsurare a vibraţiilor, cu referire specială la maşini în rotaţie.

În anexe se prezintă diagrame şi tabele numerice pentru determinarea debitelor, lungimilor, efectuarea corecţiilor etc.

dr. ing. *Ioan-Arsenie Badea*

TEZĂ DE DOCTORAT

Studiul algoritmilor de stabilire a ordinei de execuţie a programelor în cadrul sistemelor de calcul cu acces multiplu şi cu divizarea timpului („time-sharing")

Autor — ing. Adrian Davidoviciu
Conducător ştiinţific prof. dr. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei R.S.R. Data susţinerii: 8 mai 1972

Actualmente, pe plan mondial se depun eforturi deosebite pentru perfecţionarea modurilor de utilizare a echipamentelor de calcul, în sensul încurajării şi promovării interacţiunii directe între utilizatori şi calculator.

Cercetările, atît în domeniul hardware-ului cît şi al software-ului, se concentrează spre două obiective principale, şi anume:

— îmbunătăţirea performanţelor sistemelor, în principal prin elaborarea de sisteme de operare eficiente pentru diferitele aplicaţii concrete;

— asigurarea interacţiunii directe calculator-utilizator, în principal prin realizarea echipamentelor de calcul cu multiacces (time-sharing).

Analiza matematică pentru studiul comportării sistemelor de calcul cu multiacces constituie un pas important în vederea elaborării unor metode de proiectare şi dimensionare a unor asemenea sisteme.

Utilizarea calculatoarelor electronice în regim de multiacces constă — în esenţă — în a oferi şi a asigura simultan mai multor utilizatori independenţi posibilităţile — totale sau parţiale — de prelucrare ale unui echipament comun de calcul.

Un asemenea sistem de calcul cu multiacces este considerat în această lucrare ca o reuniune de resurse de naturi diferite, cum ar fi: resurse de *timp* de prelucrare, resurse de *spaţiu* de memorare etc. Un număr de utilizatori, conectaţi direct la echipament prin mijloace tehnice adecvate (terminale de acces), solicită aleatoriu utilizarea acestor resurse.

Dată fiind contradicţia inerentă, aproape permanentă, dintre solicitările multiple simultane ale utilizatorilor şi limitările impuse de resursele fizice ale echipamentului, rezultă că resursele sistemului — inclusiv timpul de calcul — vor trebui să fie alocate în mod *dinamic* solicitanţilor, după anumite criterii.

Performanţele unui sistem cu multiacces vor depinde evident de eficienţa alocării resurselor sistemului la diferiţii utilizatori.

În rezolvarea acestui conflict între solicitările de timp de calcul şi resurse, rolul de mediator şi decizie revine unui modul funcţional din cadrul sistemului de operare, şi anume modulului „planificator" (scheduler) care are la bază un „algoritm-planificator".

Printr-o alegere corespunzătoare a disciplinii (algoritmului) de stabilire a ordinei de execuţie a programelor şi a valorii unor parametri controlabili se pot proiecta şi realiza echipamente de calcul cu multiacces care să asigure performanţe acceptabile pentru toţi utilizatorii, precum şi un randament corespunzător al unităţii centrale de calcul.

Lucrarea tratează despre modelele analitice de studiere a comportării sistemelor de calcul cu multiacces şi anume:

— definirea unor modele matematice (probabilistice);

— studierea, cu ajutorul conceptelor teoriei aşteptării şi a congestionării, pe aceste modele a performanţelor sistemelor cu multiacces.

Aceasta a presupus:

— studierea problemei formării liniilor de aşteptare pentru programele active din sistem care solicită accesul la unitatea centrală;

— studierea metodelor (algoritmilor) de alegere a programului care urmează a fi executat la un moment dat;

— studierea influenţei unor parametri controlabili (de exemplu durata cuantei elementare de timp de execuţie) asupra performanţelor sistemului.

Pentru definirea modelului matematic, în lucrare se fac anumite ipoteze cu privire la:

— procesul aleatoriu de sosire a solicitărilor (programelor);

— timpul de prelucrare solicitat de un program;

— un algoritm de stabilire a ordinei de execuţie a programelor.

Modelul cel mai general considerat în lucrare ţine seamă de:

— o discriminare şi o clasificare a solicitărilor la sosirea în sistem, pe grupe de priorităţi;

— o disciplină de execuţie de tipul „cu cuantă de timp de execuţie limitat";

— luarea în considerare a mecanismului de vehiculare a programelor între memoria externă şi cea internă la comutarea execuţiei de pe un program pe altul, transfer ce necesită anumiţi timpi neproductivi direct şi a căror existenţă, după cum s-a constatat şi în practică şi după cum se demonstrează în lucrare, afectează uneori în mod drastic performanţele sistemului;

— sursa utilizărilor care generează solicitările este o sursă finită şi cu „timp de gîndire".

Din studiul cuprins în lucrare se constată că ipoteza unei distribuţii a probabilităţii duratei intervalelor de timp între sosirile succesive ale solicitărilor de tipul negativ exponenţiale este satisfăcătoare în domeniul valorilor uzuale ale acestor intervale. Din datele statistice publicate reiese că o asemenea aproximaţie poate conduce eventual la o subestimare a congestionării sistemului. O aproximaţie mai bună se demonstrează că o reprezintă distribuţia hiperexponenţială bifazică (sau eventual trifazică).

În lucrare se efectuează un studiu analitic detaliat pentru un număr mare de clase de algoritmi de stabilire a ordinei de execuţie a programelor, ca de exemplu: cu priorităţi în funcţie de timpii de execuţie, cu priorităţi generate extern, cu priorităţi dinamice, cu priorităţi funcţie de starea sistemului, sisteme cu una sau mai multe unităţi centrale etc.

Principalele obiective ale unui asemenea studiu sînt:

— analiza timpilor de răspuns în diferite condiţii de solicitare a sistemului şi pentru diferite discipline de servire, în funcţie de limitările sistemului, cu scopul alegerii unui algoritm optim de planificare şi a valorilor unor parametri (proiectare sistem);

— o estimare a volumului necesar de memorie internă pentru sistem în diverse situaţii, estimare ce are la bază determinarea lungimii diferitelor şiruri de aşteptare din sistem;

— o analiză a randamentului de lucru al unităţii centrale pentru diferitele discipline de planificare şi condiţii de solicitare a sistemului.

Pentru aprecierea performanţelor unui sistem de calcul cu multiacces, în lucrare se folosesc diferiţi indicatori de performanţă ca:

— valoarea medie şi distribuţia probabilităţii numărului de programe simultan în sistem;

— valoarea medie şi distribuţia probabilităţii timpilor de aşteptare în sistem.

În lucrare se remarcă contribuţiile originale ale autorului din care menţionăm; studiul analitic al indicatorilor de performanţă, determinarea unor algoritmi de stabilire a ordinei de execuţie a programelor, deducerea unor criterii de proiectare optimală, introducerea unor indicatori de performanţă care să ţină cont de interesele beneficiarilor.

dr. ing. *S. Florea*

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE

Noutăţi tehnice la Tîrgul internaţional de primăvară de la Leipzig

Manifestare de înalt prestigiu mondial, Tîrgul internaţional de la Leipzig din primăvara aceasta şi-a deschis porţile, în perioada 11—18 martie, pentru a găzdui o amplă competiţie tehnică, devenită tradiţie în Republica Democrată Germană.

Festivitatea de inaugurare, la care au luat parte numeroase delegaţii oficiale, printre care şi cea a României, condusă de ministrul industriei construcţiilor de maşini grele Ioan Avram, s-a desfăşurat în prezenţa vicepreşedintelui Consiliului de Miniştri al R.D.G. Gerhard Weis, în sala Operei de Stat din Leipzig.

Ediţia de primăvară a Tîrgului de la Leipzig a reunit, pe o întindere de 350 000 mp, peste 9000 firme producătoare şi exportatoare, din 60 de state ale lumii.

Întrunind toate calităţile unui tîrg modern, competiţia mondială de la Leipzig a fost organizată, pe suprafaţa destinată expunerii, de aşa manieră, încît toate produsele prezentate, aparţinînd unor producători diferiţi, să fie grupate pe categorii mari de produse, corespunzătoare principalelor ramuri industriale. În felul acesta atît vizitatorii din ţara gazdă, cît şi cei din ţările participante (reprezentanţi ai marilor firme industriale, oameni de afaceri, economişti; oameni de ştiinţă, specialişti ingineri şi tehnicieni) au avut posibilitatea să vadă, să aprecieze şi să compare valoarea tehnică şi calitativă a produselor realizate de fabricanţi diferiţi. Totodată, a fost facilitată, pe lîngă perspectiva realizării unor contacte fructuoase, şi cunoaşterea nemijlocită a nivelului atins de fiecare participant în dezvoltarea industrială.

În ultimii ani s-au adus unele modificări profilului tîrgurilor de la Leipzig, pe cele două ediţii anuale (de primăvară şi de toamnă). În primăvara acestui an s-a efectuat concentrarea expozanţilor, a ramurilor industriale şi a suprafeţelor de expunere în patru mari complexe, pe domenii mari, astfel:

— tehnica automatizării, electronică şi electrotehnică, cu expozanţi din 22 de ţări;

— utilaje, instalaţii şi maşini grele — la care şi-au expus produsele participanţi din 24 de ţări;

— maşini-unelte şi scule — cu expozanţi din 21 de ţări;

— tehnica agro-alimentară — cu expozanţi din 19 ţări.

Cea mai mare parte din suprafaţa tîrgului au ocupat-o expozanţii din 14 ţări socialiste, ale căror peste 6 000 firme au deţinut un teren de 287 000 mp.

România a fost prezentă, în primăvara acestui an la Tîrgul internaţional de la Leipzig, pentru a 41-a oară, expunînd pe o arie de 2 400 m², o gamă variată de produse ale industriilor: constructoare de maşini grele, electrotehnică şi electronică, metalurgică şi alimentară. Exponatele ţării noastre au reliefat, atît progresele evidente realizate de industria românească în ultimii ani, cît şi posibilităţile tot mai largi de a participa la circuitul mondial de valori.

Dintre cele mai reprezentative produse româneşti, pot fi menţionate cele prezentate la tîrg de întreprinderile de comerţ exterior ,,Maşinexport'' şi ,,Electronum'' cum sînt strungul carusel, realizat de F.M.U.A.B.; strungul paralel cu comandă numerică după program S.N. 630, maşini agricole, utilaje pentru industria petrolieră etc.

Ramura noastră producătoare de maşini şi instalaţii electrice şi electronice a prezentat un bogat sortiment de motoare şi maşini electrice asincrone monofazate de tip AE, AEM, ASI etc., micromotoare, aparate de măsură şi control, lămpi cu vapori de mercur, tuburi fluorescente, aparatură electrică, cadre de centrale telefonice, dulapuri de comandă pentru maşini-unelte, dulapuri de automatizare pentru diferite procese industriale, transformatoare pentru automatizări, transformatoare de sudură, de forţă etc., produse ce au suscitat interesul specialiştilor de peste hotare.

De o deosebită apreciere, din partea specialiştilor s-au bucurat calculatoarele electronice (fig. 1, calculatorul Felix FC 15) produse de Fabrica de calculatoare — Bucureşti, calculatoarele electromecanice ale întreprinderii ,,Electro-

Fig. 1

mureş'', aparatele de radio şi televizoarele produse de uzina ,,Electronica'' din Bucureşti (fig. 2). De asemenea, au fost expuse: centrala universală de alarmare modulară CUAM — al cărui prototip este executat de IPA după o invenţie româ-

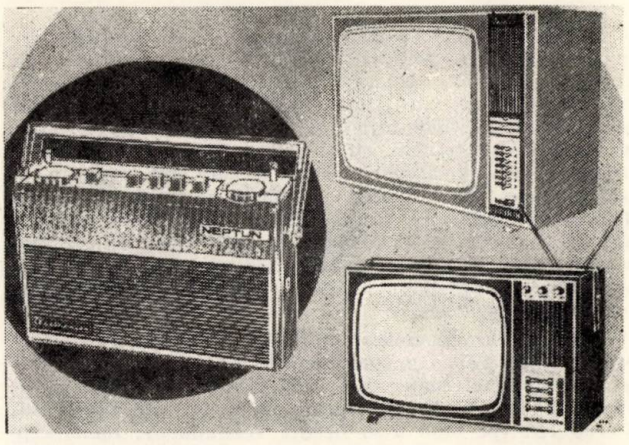


Fig. 2

nească; releul Bucholtz pentru protecţia transformatoarelor, care semnalizează orice defect produs în funcţionarea transformatoarelor şi altele.

Republica Democrată Germană, ţara gazdă, a fost prezentă cu o bogată gamă de fabricate pentru export, din toate ramurile tehnicii şi ale industriei bunurilor de larg consum,

produse ale unui număr de peste 400 de întreprinderi şi firme de comerţ exterior.

Multe firme de prestigiu din R.D.G., cu renume mondial, din care vom aminti pe cele reprezentative, au participat cu creaţii specifice :

VEB KOMBINAT ROBOTRON cu o expoziţie amplă, însoţită de demonstraţii practice la fiecare exponat şi cu un bogat material documentar a contribuit la formarea unei imagini concludente asupra nivelului tehnic şi calitativ al instalaţiilor şi aparaturii pe care le produce.

Anul acesta s-a prezentat cu noutăţi în domeniul instalaţiilor de prelucrarea datelor, de exemplu sistemul ES 1040 (fig. 3) utilizat în informatica electronică, cu o mare productivitate. Folosind un număr variabil de elemente periferice, sistemul poate fi utilizat la soluţionarea sarcinilor complicate

Fig. 3

şi de mare anvergură în ştiinţă, tehnică şi economie din institute, combinate, instituţii de stat şi administrative. Sistemul poate fi folosit cu succes în toate aceste domenii şi datorită faptului că are o memorie principală, a cărei capacitate se extinde pînă la 1024 KByte.

VEB KOMBINAT ZENTRONIK a expus maşini şi instalaţii a căror emblemă *daro* este cunoscută în multe ţări ale lumii. Prezentă cu maşini de scris, desenat, contabilizat, de calculat electrice şi electronice, microcalculatoare electro-

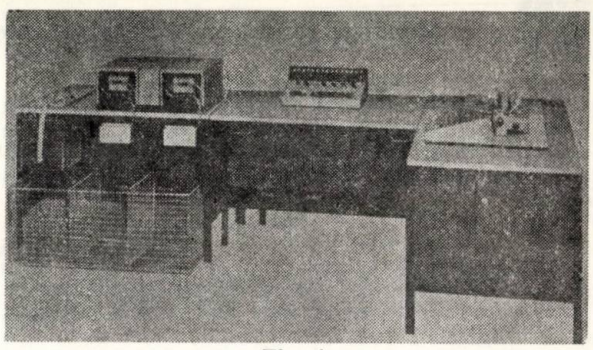


Fig. 4

nice etc. firma a expus cele mai reprezentative instalaţii din vastul său program de fabricaţie. Dintre acestea putem aminti instalaţia electronică de calcul daro — Cellatron 8205 (fig. 4) cu o capacitate a memoriei pe tambur magnetic de 4095 cuvinte la 33 biţi.

În scopul facilitării unui bogat schimb de experienţă între firmele şi partenerii expozanţi în acest an la Tîrgul internaţional de la Leipzig, au fost organizate numeroase manifestări, cu caracter tehnico-ştiinţific şi documentar, care au evidenţiat, de altfel, şi nivelul atins pe plan mondial în diferite domenii industriale. Pe această linie au avut loc sesiuni de specialitate privind procedeele cele mai avansate, aplicate în electronică, electrotehnică şi construcţiile de maşini, peste 100 de conferinţe tehnice, prezentate de referenţi din diferite ţări, care au întregit imaginea evoluţiei tehnico-ştiinţifice în cele mai importante domenii.

Prin buna organizare şi participările numeroase, sub toate aspectele, Tîrgul de primăvară de la Leipzig se înscrie în rîndul celor mai fructuoase manifestări de acest gen, contribuind la extinderea colaborării tehnico-economice între toate ţările lumii.

Greta Andrei

Noi aparate electronice prezentate la expoziţia poloneză „Unitra" la Bucureşti

Între 10 şi 19 mai a.c. a fost organizată, la sediul Reprezentanţei comerciale poloneze din Bucureşti, o expoziţie de aparate electronice poloneze ale întreprinderii de comerţ exterior din Varşovia „Unitra". De fapt „Unitra" este un concern care cuprinde atît unităţi de cercetare şi proiectare în domeniul electronicii, cît şi unităţi de execuţie a semifabricatelor şi a produselor finale şi în care sînt integrate, de la 1 ianuarie 1972, industria electronică şi comerţul exterior de produse electronice. Numărul total al salariaţilor se ridică la peste 100 000. În ce priveşte aparatele electronice fabricate, ele pot fi grupate astfel : radioreceptoare, picupuri, casetofoane, magnetofoane, aparate video, televizoare, radiotelefoane, megafoane.

Semnalăm următoarele noutăţi ale întreprinderii „Unitra" pentru anul 1973 : magnetofoanele ZK—240 şi ZK—246 (stereo) ; casetofoanele MK—125, MK—121, KM—122 ; aparatul video MTV—10 ; picupurile Mister Hit, Party Hit, Stereo Hit (pe baza unei licenţe Telefunken) ; radioreceptoarele DMT—305 „Sobotka", DMT—405 „Ludwik", DMT 431, DST—101 „Meluzyna, DMT—453 „Lira", DMT—452 „Lutnia" ; televizoarele „Rubin 707", „Libra 201" „Saturn„ 201". Expoziţia organizată la Bucureşti nu a cuprins însă aparatele de televiziune.

„Unitra" a trecut, de asemenea, la fabricarea de serie a unor componente, cum sînt condensatoarele ceramice, condensatoarele electrolitice, rezistoarele.

Pentru unele aparate lansate în acest an de „Unitra" dăm cîteva date tehnice.

Magnetofonul ZK—240 (fig. 1) funcţionează la tensiunea de 220 V 50 Hz ; conţine 14 tranzistoare şi şapte diode ;

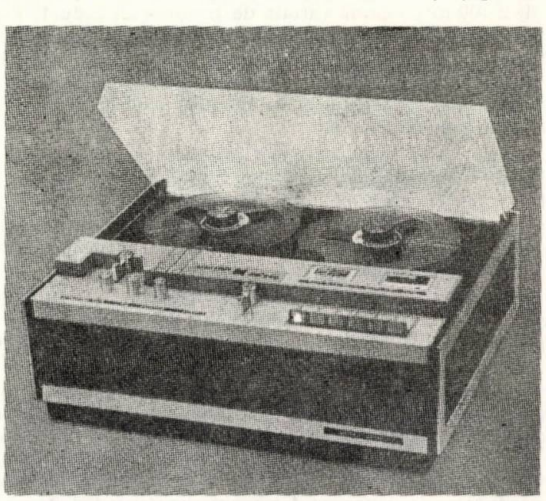


Fig. 1

viteza benzii este de 9,53 cm/s sau 19,05 cm/s; dinamica egală sau mai mare de 50 dB; timpul de derulare a benzii: la 9,53 cm/s opt ore, la 19,05 cm/s patru ore; dimensiunile 440 x 340 x 170 mm; greutatea 12 kg.

Casetofonul MK—125 (fig. 2) conţine 10 tranzistoare, cinci diode şi două termistoare, durata de înregistrare este de 60,90 sau 120 min; viteza de derulare 4,75 cm/s; alimentarea 9 V; puterea de ieşire 1 W; dimensiunile 230 x 209 x 65 mm; greutatea 2,2 kg.

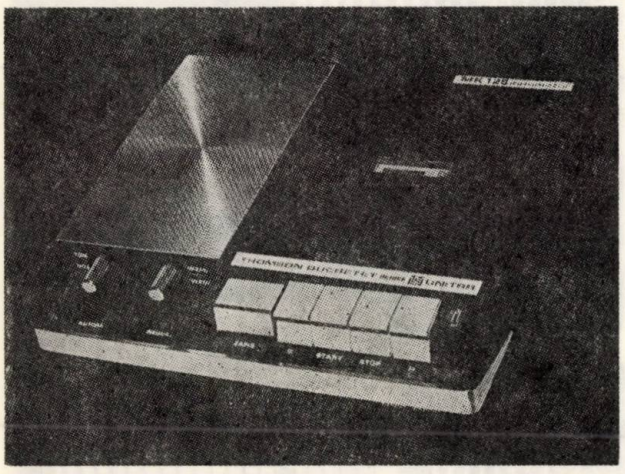


Fig. 2

Radioreceptorul ,,Meluzyna'' este construit pentru programele mono şi stereo, în patru game de unde, cu semnalul la ieşire de 2 x 30 VA. Pe baza schemei radioreceptorului ,Jubilat'', lansat pe piaţă în anii precedenţi, au fost executate noile aparate ,,Sobotka'', Lira'', ,,Lutnia''.

Dintre radiotelefoane vom cita tipul FM—306 şi tipul 3001 (fig. 3). Primul lucrează la frecvenţa de 148—174 MHz, are 12 canale, impedanţa antenei este de 75 ohmi, dimensiuni-

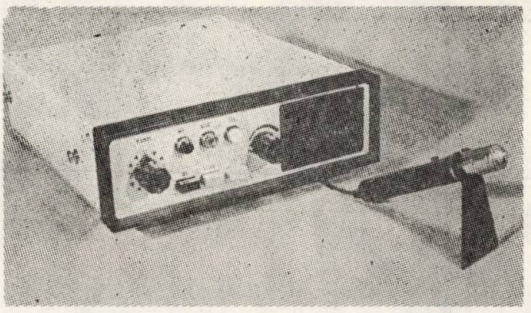


Fig. 3

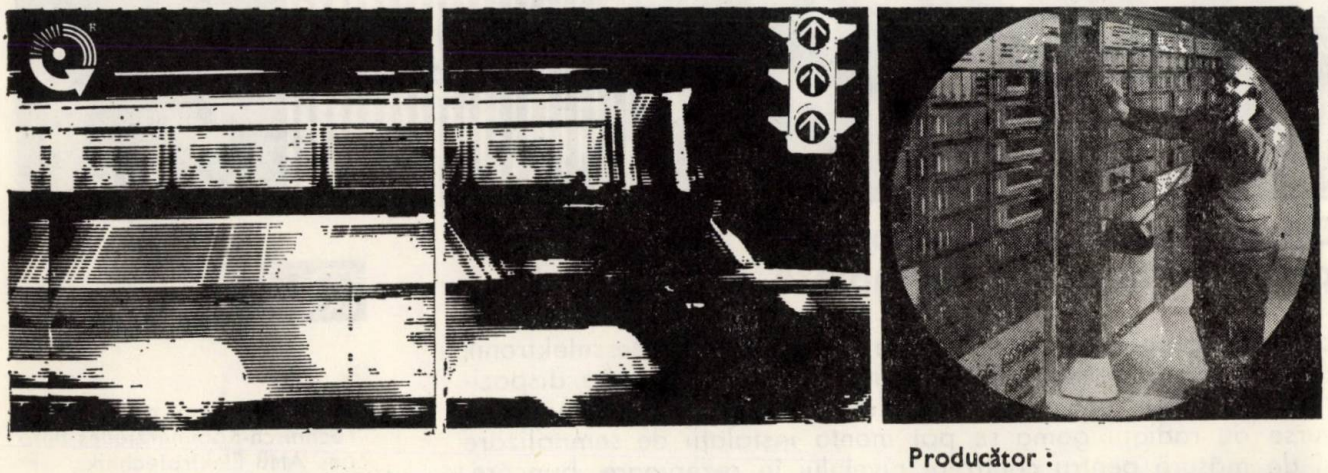
le 90 x 255 x 340 mm, greutatea 5,5 kg. Al doilea lucrează la frecvenţele de 33—46, 146—174, 300—344, 420—470 MHz, are pînă la 10 canale, dimensiunile de 270 x 230 x 75 mm, greutatea sub 2,8 kg.

De asemenea menţionăm megafonul MT—1, cu tensiunea de alimentare de 12 V, puterea nominală de 3 VA, distanţa pe care acţionează de la 6 la 100 m, dimensiunile 202 x 162 x 110 mm, greutatea aproximativ 2 kg.

Cifra de export a întreprinderii ,,Unitra'' este actualmente de 163 milioane zloţi valută, din care 80% în ţările socialiste.

Produsele expuse la Bucureşti se fac remarcate prin performanţele lor ridicate, ancombramentul mic şi prezentarea plăcută.

M. Ciuntu



VITEZĂ OPTIMĂ

Instalaţiile de semnalizare optică contribuie la o mai bună folosire a căilor de circulaţie şi măresc capacitatea de trafic a sistemului rutier în condiţii de securitate optimă pentru toţi cei implicaţi în circulaţie.

Folosirea tehnicii moderne BMSR în aceste instalaţii permite rezolvarea tuturor cerinţelor legate de aplicabilitatea universală, dezvoltare, securitate de funcţionare şi amenajarea de servicii.

Pe baza principiului "Ursamat,, cu elemente electronice tipizate, rezolvăm probleme de automatizare pentru comandă separată, pentru coordonarea unui număr de instalaţii ("undă verde,,) şi pentru comanda centralizată a instalaţiilor de semnalizare optică.

PUBLICOM

Producător:

VEB
Geräte-und Regler-Werke Teltow
Zentraler Anlagenbau der BMSR-Technik

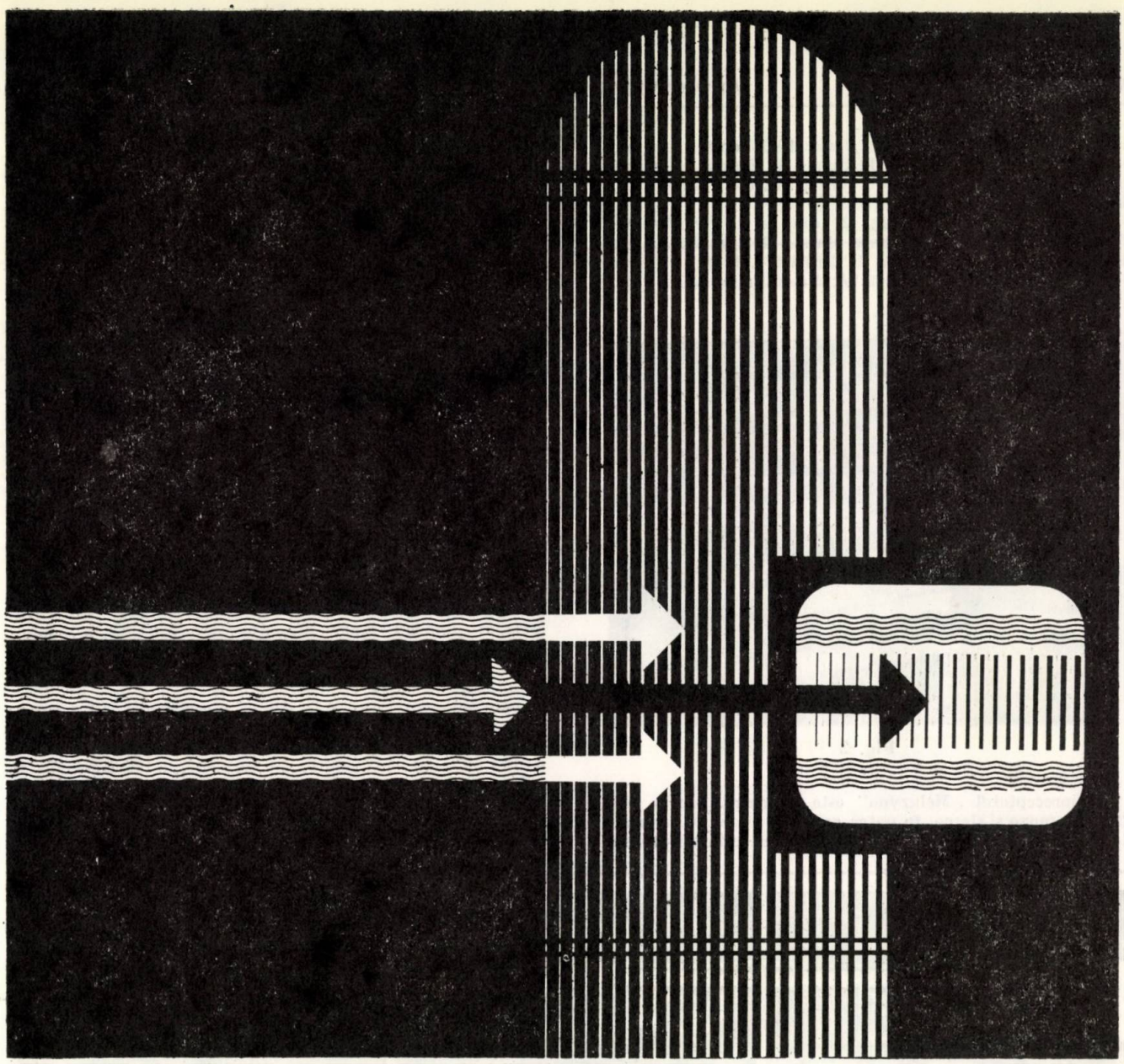
GRW

Informaţii:
Ambasada R. D. G. în R. S. România
Secţia de politică comercială
Biroul tehnico-comercial al AHB Elektrotechnik
Bucureşti, Calea Dorobanţilor 14

Exportator:

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN - ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE



De la aparatul electronic de măsurat pînă la instalația completă de măsurat

RFT

cuprinde programul de producție al firmei RFT-Messelektronik din Republica Democrată Germană. Unul dintre aceste dispozitive este releul universal de radiații VA-T-66. În combinație cu surse de radiații gama se pot monta instalații de semnalizare și de măsură pentru controlul nivelului în rezervoare, buncăre, silozuri și recipiente de înaltă presiune conținînd materiale concasate, substanțe agresive sau explozive.

Oferta întreprinderii noastre de comerț exterior cuprinde de asemenea aparatură pentru fizica nucleară, aparate numerice și aparate de măsurat intensitatea cîmpului perturbator, aparatură pentru localizat defecte, aparate de încercare și control pentru curenți tari și înaltă tensiune, dispozitive de alimentare cu curent, aparate de măsură pentru telecomunicații, pentru tensiuni electrice, pentru mărimi și caracteristici electrice și magnetice, pentru măsurarea electrică a mărimilor mecanice și acustice, generatoare, osciloscrafe și aparate de înregistrat.

Serviciul nostru central pentru străinătate „Elektronische Messtechnik Berlin" asigură în 13 țări funcționarea continuă a acestor aparate.

Informații se pot obține prin :
Technisch-Kommerzielles Büro
des AHB Elektrotechnik
bei der HPA
Ambasada R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

CONTENTS

DC 681.32 (09)

Baltac V.:

Increasing the efficiency of medium capacity digital computers.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, jul-aug 1973, p. 153–157

As the efficiency of medium capacity digital computers — which are included in the equipment of most of our computing centers — is very low, one has to work out solutions designed to improve their performances.

DC 621.38.049.75

Rusu A.:

Present trends in the technology of integrated double-pole circuits.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, jul-aug 1973, p. 158–165

The author describes the present trends which aim at reducing the area occupied by each circuit (particularly the insulation between components) and at simplification of technological processes.

DC 621.398 : 654 : 614.84

Şapira M.:

CUAM — universal modular alarm station.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, jul-aug 1973, p. 165–171

The author presents technical solutions for a fire — and burglar — alarm : modular structure, functions, circuits, operation.

DC 681.326

Strugaru C.:

Approximation of certain complex functions by means of microprogrammes included in the hardware.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, jul-aug 1973, p. 171–177

The paper shows the way of enriching the list of instructions of a microprogrammed computer, the new micro-instructions being based on sequences enclosed in the micro-programmes available at the control unit.

DC 621.91 – 501 : 681.3.041

Molin S., Ştefănescu M. and *Daniliuc M.:*

Analogue measurement system utilized in the numerical control of machine-tools.

Automatica şi Electronica 17, nr. 4, jul-aug 1973, p. 178–185

The paper describes the system of analogue measurement of machine-tools travel based on selsyns.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 185
NEW DOCUMENTARY MATERIALS 194
DOCTOR DEGREE'S THESIS 196

SOMMAIRE

CD 681.32 (09)

Baltac V.:

Problèmes d'optimisation de l'exploitation d'un calculateur numérique de capacité moyenne.

Automatica şi Electronica 17, no. 4, juillet-août 1973, p. 153–157

Le rendement des calculateurs de capacité moyenne au cours de l'exploitation étant très réduit et tenant compte que ces appareils font partie de la dotation de la majorité des centres de calcul de notre pays, il este opportun de proposer certaines solutions d'optimisation qui mènent à l'amélioration de leurs performances.

CD 621.38.049.75

Rusu A.:

Tendances actuelles dans la technologie des circuits intégrés bipolaires.

Automatica şi Electronica 17, no. 4, juillet-août 1973, p. 158–165

Les tendances actuelles, mises en évidence par l'auteur, ont pour but de réduire l'aire occupée par chaque circuit (en actionnant surtout sur l'isolation entre les composants) et en même temps de simplifier les processus technologiques.

CD 621.398 : 654 : 614.84

Şapira M.:

Centrale modulaire universelle d'alarme CUAM.

Automatica şi Electronica 17, no. 4, juillet-août 1973, p. 165–171

On présente les solutions techniques élaborées pour une centrale utilisable dans les systèmes d'alarme-surveillance contre les incendies et contre les infracteurs : la structure modulaire, les fonctions, certains circuits, les modalités d'utilisation.

CD 681.326

Strugaru C.:

L'approximation de certaines fonctions complexes à l'aide de microprogrammes inclus dans le hardware.

Automatica şi Electronica 17, no. 4, juillet-août 1973, p. 171–177

On montre la façon dont on peut agrandir la liste d'instructions d'un calculateur micro-programmé, en utilisant pour la réalisation des nouvelles micro-instructions des séquences faisant partie des micro-programmes existant dans l'unité de commande.

CD 621.91 – 501 : 681.3.041

Molin S., Ştefănescu M. et *Daniliuc M.:*

Système de mesurage analogique utilisé pour la commande numérique des machines-outils.

Automatica şi Electronica 17, no. 4, juillet-août 1973, p. 178–185

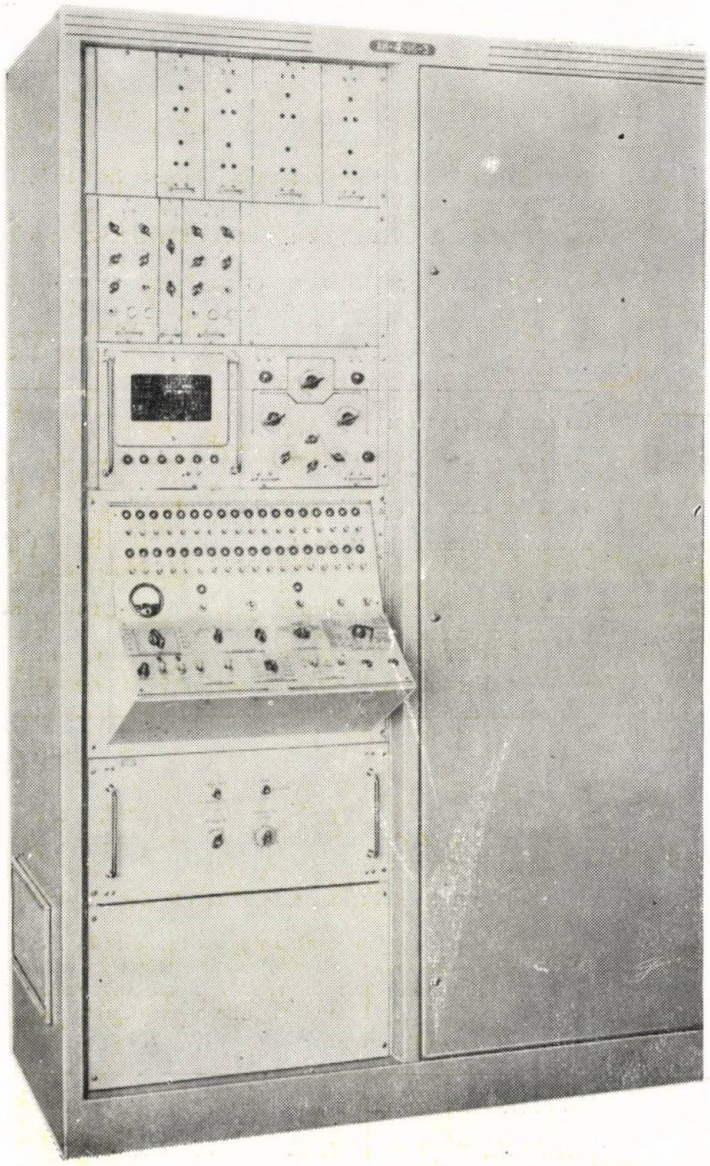
Dans cet article on décrit le système de mesurage analogique du déplacement sur les machines-outils, en utilisant des selsyns.

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 185
NOUVEAUX MATERIAUX DOCUMENTAIRES 194
THÈSE DE DOCTORAT 196

Întreprinderea sovietică
TECHSNABEXPORT vă oferă

ANALIZORUL DE IMPULSURI CU 4096 CANALE AI-4096-3M

4096 3



care servește la analiza unidimensională sau bidimensională, la măsurarea și tratarea spectrelor, la adunarea, scăderea, înmulțirea, diferențierea și integrarea lor, cum și la transformarea liniară și la transmiterea informației dintr-o parte a memoriei în alta.

Introducerea informației este posibilă atît în formă numerică, cît și în formă analogică.

Unul dintre avantajele esențiale ale aparatului constă în posibilitatea tratării simultane a spectrelor care provin de la patru detectoare diferite.

Analizorul este larg folosit în fizica nucleară, în medicină, în fizica biologică și în alte domenii științifice și industriale.

Trimiteți cererile dv. la:

V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon: 244.32.85
Telex: 7268

Techsnabexport

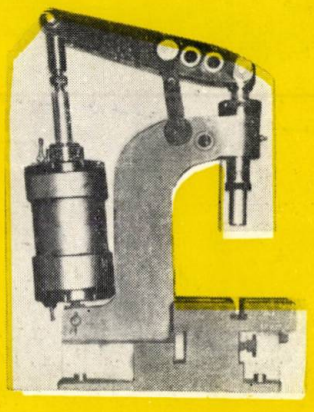
PUBLICOM

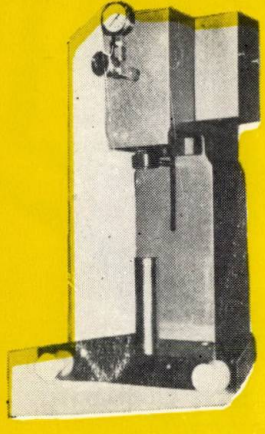
ELECTROtimiș

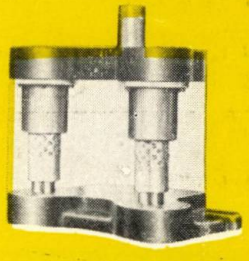
FABRICA
DE MATRITE, SCULE
ȘI UTILAJE
TEHNOLOGICE
PENTRU INDUSTRIA
ELECTROTEHNICĂ

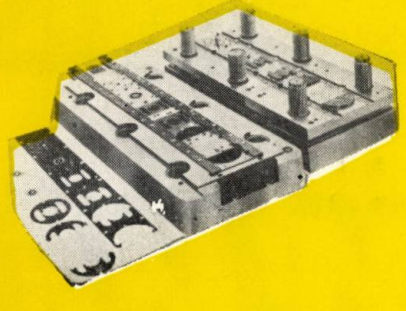
PRODUCE:

- agregate și linii tehnologice
- utilaje pentru operații de bobinaj
- utilaje pentru prelucrări mecanice
- standuri
- prese hidraulice și pneumatice
- utilaje pentru operațiile de debitare
- utilaje pentru montaj și asamblare
- ștanțe, matrițe, cochilii



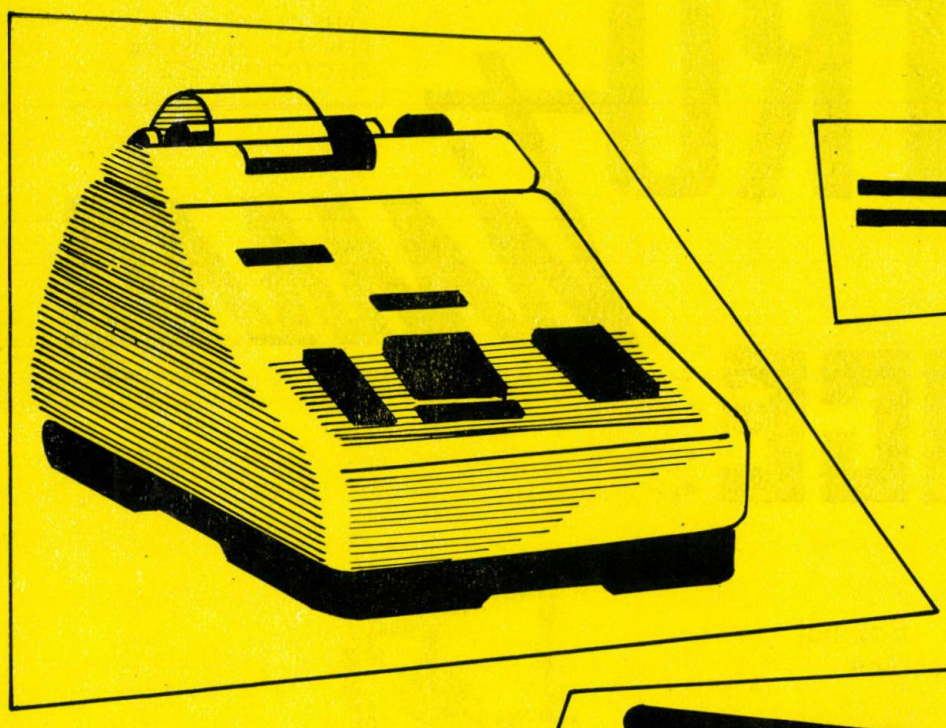


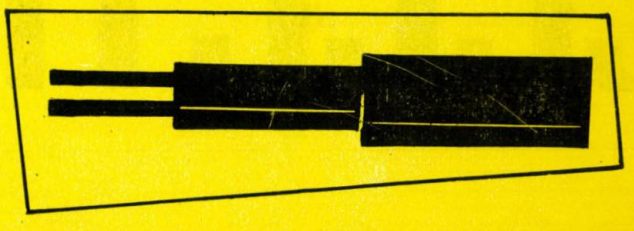




TIMIȘOARA

- Calea Buziașului nr. 15
- telefon 15820





Produsele sînt de calitate superioară, au forme moderne, plăcute şi sînt mult apreciate atît pe piaţa internă cît şi pe cea externă.

Întreprinderea „ELECTROMUREŞ" fabrică un bogat sortiment de produse electrocalorice de uz casnic şi industrial, maşini de calculat electromecanice precum şi o variată gamă de conductori electrici, cordoane pentru aparate de uz casnic, conducte şi cordoane de telecomunicaţii, precum şi seturi de cablaje electrice autotractor.

ELECTRO MUREŞ

ÎNTREPRINDEREA

Electromureş

TÎRGU MUREŞ, str. Kossuth L. nr. 112—114. Telefon: 11817-11818-11819. Telex: 035249.

I.P.R.S. Băneasa

Produce:

COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

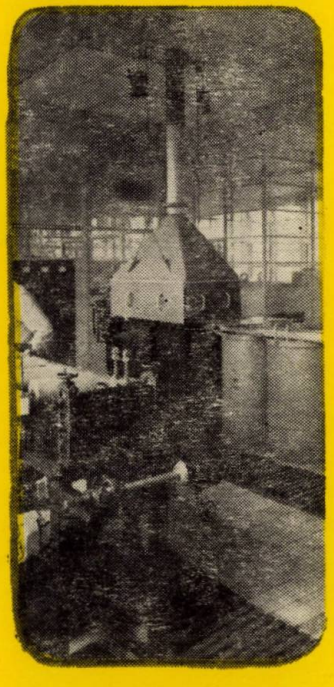
— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie şi ceară
— hîrtie şi ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu faţă
— dublu faţă



COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

– de joasă frecvenţă
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvenţă şi drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

– de înaltă frecvenţă şi comutaţie

DIODE

– stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE

— de viteză medie
— rapide

LINIARE

* STYROFLEX: marca înregistrată Nord deutsche Seekabelwerke A.
** MYLAR: marcă înregistrată Du Pont

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

UZINA DE CINESCOAPE

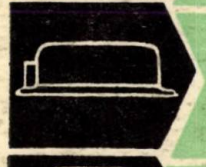
București, str. Dimitrie Pompei, nr. 9, sector 2, telefon: 33.01.90 și 17.51.00, telex: 011 – 151 și 011 – 499, România

VĂ OFERĂ LA NIVELUL DE CALITATE AL CELOR MAI BUNI PRODUCĂTORI DE PE PIAȚA MONDIALĂ

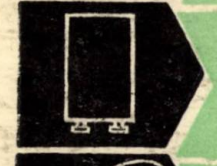
Tuburi cinescop pentru televiziune alb-negru diagonala 47cm(19")59cm(23")61cm(24")65cm(25") unghi deflexie 110° autoprotejate la implozie prin sistemul SELBOND (licență Standard Elektrik Lorenz—RFG).

Baloane pentru tuburi cinescop alb-negru cu diagonala de 47 cm (19") 59 cm (23") 61 cm (24") 65 cm (25") și unghi de deflexie 110° cu coeficient de absorbție ridicat (licență Corning Glass Works – SUA).

Lămpi fluorescente tubulare pentru iluminat general de 14, 20, 40, 65 W în nuanțele de culoare (conform CEI) 1, 1x, 2, 2x, 3, 3x (licență Philips).



Balasturi pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice (licență Philips).



Startere cu licărire pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general (licență Philips).

Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune de 80, 125, 250 și 400 W cu factor de roșu normal sau îmbunătățit (vanadat de ytriu) (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice ce permit funcționarea și în exterior (licență Philips).

1973 SEP 22

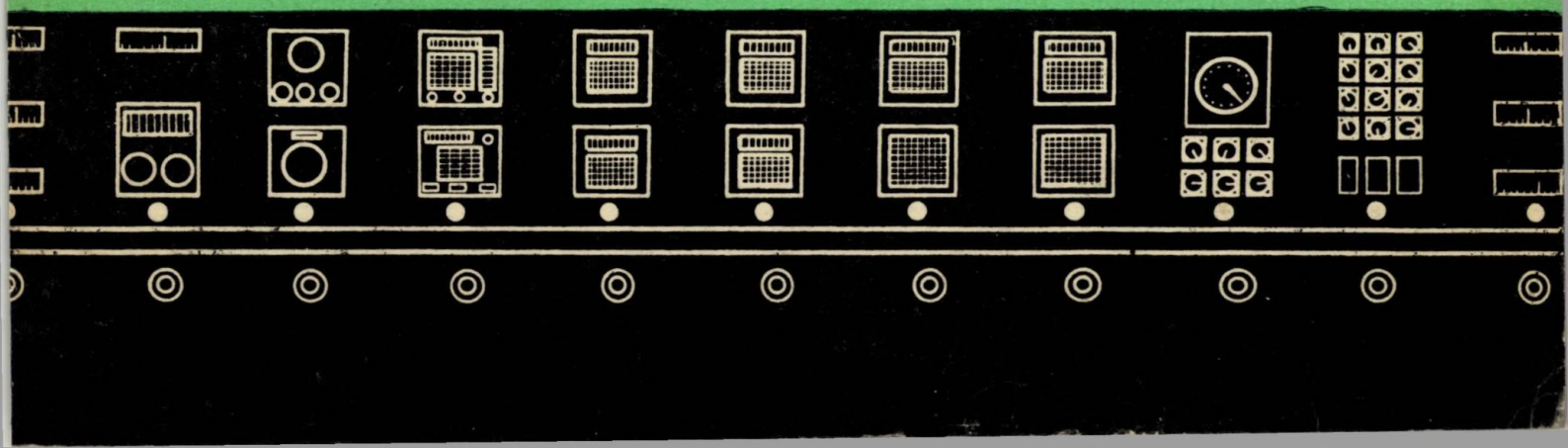
Produsele noastre se exportă prin ISCE ELECTRONUM București, str Gabriel Péri 2, sector 1, telefon 14.18.80, telex: 011–547, România.

E2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

5

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 5 ● SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE 1973



instalații
și
echipamente
de
automatizare

CERCETARE Elaborare de elemente, de echipamente noi: automatizare, telemecanică, comandă numerică, acționări reglabile, utilizare calculatoare, transmitere de date, dirijare automată a circulației. Se asigură performanțe ridicate.

PROIECTARE Instalații de automatizare pentru procese tehnologice în industriile: chimică, petrochimică, energetică, materiale de construcție, metalurgică, bunuri de consum.

ENGINEERING Livrări complexe prin Centrala Industrială de Automatizări, pentru instalații de automatizare: proiectare, producție, montare, punere în funcțiune, service.

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

București, Bd. Kalinin nr. 18, sector 1, tel. 33.00.90, telex 532

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 5, septembrie—octombrie, p. 201—246

CUPRINS

CZ 681.0.7

Bulgacov R. şi *Roşu M.*:
Criteriile de alegere a memoriilor externe pentru calculatorul FELIX C—256.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 201—208

Articolul cuprinde descrierea tipurilor de memorii externe utilizate în sistemele de calcul actuale, caracteristicile lor şi criteriile de alegere în cazul calculatorului FELIX C—256.

CZ 681.3.07

Manea N.;

Organizarea unor fişiere pe disc pentru sistemele de operare moderne

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 208—213

Sînt trecute în revistă principalele concepte privind diferite tipuri de organizare a fişierelor pe disc, punîndu-se accentul pe fişierele cu structură de arbore ale căror elemente sînt dublu înlănţuite.

CZ 681.3.06

Ionescu G. şi *Algiu M.*;

Generarea pe calculator a unor semnale de probă pentru identificarea proceselor

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 213—220

Autorii tratează problema simulării pe calculator a generatoarelor de semnale pseudoaleatorii cu două sau mai multe nivele. Sînt stabilite algoritme de generare practică a oricăror semnale din categoria celor pseudoaleatorii; algoritmele sînt însoţite de organigrame.

CZ 621. 316. 8

Manolescu A., Manolescu Anca-Manuela, Samachişă Gh.:
Realizarea rezistenţelor de precizie în tehnologia straturilor subţiri.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 220—225

Se prezintă date asupra fabricaţiei rezistenţelor peliculare de precizie, în cadrul mai larg al diversificării şi lărgirii producţiei de microcomponente româneşti.

CZ 536.5 :621.382.233

Petrescu C.:

Termoregulator proporţional cu tiristor.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 226—231

În lucrare se dă schema unui aparat de măsurare şi reglare a temperaturii, folosind un termistor ca element sensibil şi o schemă de ieşire cu tiristor.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI p. 231—238

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE p. 239—244

NOI MATERIALE DOCUMENTARE p. 245—246

ELECTRONICA

ŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ
Ă ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ILOR DE MAŞINI—UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII
HNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI
I PUBLICAŢII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

rie—octombrie **Bucureşti, 1973**

rne

buri, este actualmente de circa 10^8 biţi. Memoria externă poate avea, teoretic, o capacitate nelimitată, însă există anumite limitări determinate în special de creşterea preţului de cost de prelucrare per bit, datorită soluţiilor tehnologice adoptate.

Principalul element, care caracterizează o memorie externă şi care a determinat apariţia diverselor tipuri de fişiere de date, este timpul de acces la informaţiile înmagazinate. El este definit ca intervalul de timp scurs de la recepţionarea unei comenzi de transfer al unei cantităţi de date într-o zonă bine precizată din memoria externă şi momentul începerii operaţiei de transfer propriu-zise. Următorul element caracteristic al memoriei externe este capacitatea sa de înmagazinare a datelor, definită de cantitatea maximă de date sau informaţii care se pot păstra în cadrul memoriei externe. În fine, ultimul element care caracterizează funcţionarea memoriei externe este viteza de transfer a informaţiilor definită de cantitatea maximă de date care poate fi transferată între memoria externă şi calculator, în ambele sensuri, în unitatea de timp.

Aceste trei elemente ce caracterizează funcţionarea memoriei externe pot servi şi ca prime criterii de clasificare a acestora, criterii privite în contextul rolului fixat fiecărui element caracteristic în buna funcţionare a unui întreg sistem de calcul.

Vom lua ca exemplu timpul de acces caracteristic unei memorii externe şi rolul acesteia asupra optimizării funcţionării calculatorului FELIX C—256.

Se poate accepta ideea, demonstrată de practica utilizării calculatoarelor din generaţia a III-a, că pentru executarea fiecărei instrucţiuni, acestea au nevoie de o anumită canti-

tate de date exprimată prin octeţi. În cazul calculatorului FELIX C—256, pentru executarea unei instrucţiuni avînd un format de 32 de cifre binare sînt necesari 4 octeţi; tot din practică s-a observat că, în funcţie de gradul de întrepătrundere al programelor ce se execută în time-sharing, viteza de prelucrare a unităţii centrale a unui calculator din generaţia a III-a, de capacitate medie spre mare, variază între $0{,}2 \times 10^6$ instrucţiuni/s şi 3×10^6 instrucţiuni/s. În cazul calculatorului FELIX C—256, viteza de prelucrare este de $0{,}2 \times 10^6$ instrucţiuni/s.

Pentru ca, în timpul lucrului cu unitatea centrală, memoria internă să nu se satureze sau să se golească în întregime prin prelucrarea integrală a conţinutului, s-a observat în mod empiric că transferul blocurilor de date între memoria externă şi cea internă trebuie să se execute sub forma unor blocuri de 0,5—4 kocteţi.

Să presupunem că unitatea centrală a calculatorului FELIX C—256 trebuie să prelucreze un bloc de date de 1 koctet şi că are nevoie de 4 octeţi pentru executarea fiecărei instrucţiuni. Conform acestei ipoteze reiese că unitatea centrală va rămîne ocupată un interval de timp definit de:

$$T = \frac{\textit{dimensiunea blocului de date}}{\textit{nr. oct./instr.} \times \textit{viteza de prelucrare}} =$$

$$= \frac{10^3\ \textit{oct.} \times 1\ \textit{instr.} \times 1\ s}{4\ \textit{oct.} \times 0{,}2 \times 10^6\ \textit{instr.}} = 1{,}2 \text{ ms.}$$

După prelucrarea acestui bloc de date, unitatea centrală va trebui să aştepte un nou bloc de date, de care va dispune în funcţie de timpul de acces la memoria externă. Presupunem pentru timpul de acces o valoare de 50 ms. Aceasta ar conduce la un grad de utilizare al unităţii centrale de $\frac{1{,}2}{50} \times 100 = 2{,}4\%$, ceea ce este total nesatisfăcător, ştiind faptul că exploatarea unui calculator devine rentabilă de la grade de încărcare ale unităţii centrale ce se apropie şi depăşesc 50%.

Una dintre soluţiile adoptate în vederea creşterii gradului de încărcare al unităţii centrale a fost aceea a prelucrării în time-sharing a unor blocuri adiţionale de date, conţinute în mai multe programe ce trebuie executate în paralel.

Numărul minim de asemenea blocuri adiţionale ce trebuie prelucrate în time-sharing depinde atît de timpul de acces la respectivele blocuri în memoria externă, cît şi de intervalul de timp afectat transferului acestor blocuri adiţionale în memoria externă:

$$\textit{nr. minim } N \textit{ de blocuri adiţionale} = \frac{\textit{timp de acces} + \textit{timpul necesar transferului în memoria internă}}{\textit{timpul de prelucrare a blocului (de exemplu de 1 koctet)}},$$

Dacă vom considera cazul cel mai frecvent utilizat, al unei memorii externe pe disc magnetic, caracterizat de un timp de acces de ordinul a 50 ms şi de viteza de transfer de ordinul a 350×10^3 octeţi/s, adică un timp de transfer de 2,8 ms, rezultă că;

$$N = \frac{50 + 2{,}8}{1{,}2} = 44 \text{ blocuri de cîte 1 koctet.}$$

Din analiza formulei pentru determinarea numărului minim de blocuri de date ce pot fi prelucrate în time-sharing şi din faptul că prelucrarea acestor blocuri în time-sharing este mai simplă cu cît numărul lor este mai mic, rezultă clar rolul celor doi timpi şi, în special, al celui de acces în caracterizarea bunei utilizări a unei memorii externe şi în consecinţă justeţea alegerii acestor două elemente caracteristice ca prime criterii de clasificare şi alegere a memoriilor externe.

Preocuparea continuă de micşorare a timpului de acces se explică deci prin diminuarea complexităţii, precum şi prin micşorarea costului sistemului de programare.

În ceea ce priveşte celălalt element care caracterizează funcţionarea memoriei externe în cadrul unui sistem de calcul, anume capacitatea de înmagazinare a datelor, aceasta este dependentă de frecvenţa de înregistrare a datelor, care va determina densitatea de înregistrare pe o anumită zonă sau format de informaţii.

Există o relaţie de dependenţă între capacitatea de înmagazinare şi viteza de transfer a informaţiilor exprimată implicit prin intermediul frecvenţei de înregistrare, aceasta fiind cea care influenţează în mod direct viteza de transfer. De asemenea există o relaţie de dependenţă între viteza de transfer şi timpul de acces, bazată pe formatul înregistrării.

Date fiind cele trei elemente ce caracterizează o memorie externă precum şi performanţele tehnologice înregistrate în vederea obţinerii unor valori cît mai optime ale celor trei parametri, se poate spune că nu s-a ajuns încă la acea memorie externă care, cuplată cu unitatea centrală, să asigure o viteză de prelucrare comparabilă cu cea a unităţii centrale. Din acest motiv, utilizatorii de sisteme caută să obţină o creştere substanţială a capacităţii de înmagazinare a datelor prin alegerea unor tipuri de memorie externă care, în funcţie de organizarea sistemului de calcul, de gradul de întrepătrundere al programelor, de specificul lucrărilor ce trebuie executate, să nu limiteze viteza de lucru a unităţii centrale.

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 5, septembrie—octombrie, p. 201—246

CUPRINS

CZ 681.0.7

Bulgacov R. şi *Roşu M.* :
Criteriile de alegere a memoriilor externe pentru calculatorul FELIX C—256.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973. p. 201—208

Articolul cuprinde descrierea tipurilor de memorii externe utilizate în sistemele de calcul actuale, caracteristicile lor şi criteriile de alegere în cazul calculatorului FELIX C—256.

CZ 681.3.07

Manea N. ;

Organizarea unor fişiere pe disc pentru sistemele de operare moderne

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 208—213

Sînt trecute în revistă principalele concepte privind diferite tipuri de organizare a fişierelor pe disc, punîndu-se accentul pe fişierele cu structură de arbore ale căror elemente sînt dublu înlănţuite.

CZ 681.3.06

Ionescu G. şi *Algiu M.* ;

Generarea pe calculator a unor semnale de probă pentru identificarea proceselor

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 213—220

Autorii tratează problema simulării pe calculator a generatoarelor de semnale pseudoaleatorii cu două sau mai multe nivele. Sînt stabilite algoritme de generare practică a oricăror semnale din categoria celor pseudoaleatorii ; algoritmele sînt însoţite de organigrame.

CZ 621. 316, 8

Manolescu A., Manolescu Anca-Manuela, Samachişă Gh. :

Realizarea rezistenţelor de precizie în tehnologia straturilor subţiri.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5. sept-oct 1973, p. 220—225

Se prezintă date asupra fabricaţiei rezistenţelor peliculare de precizie, în cadrul mai larg al diversificării şi lărgirii producţiei de microcomponente româneşti.

CZ 536.5 :621.382.233

Petrescu C. :

Termoregulator proporţional cu tiristor.

Automatica şi Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 226—231

În lucrare se dă schema unui aparat de măsurare şi reglare a temperaturii, folosind un termistor ca element sensibil şi o schemă de ieşire cu tiristor.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI p. 231—238

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE p. 239—244

NOI MATERIALE DOCUMENTARE p. 245—246

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale pentru anul 1973 plătite în cont-avans conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 3156

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.3.07

Булгаков Р. и *Рошу М.:*

Критерии выбора внешней памяти для вычислительных машин Феликс С—256.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, сент—окт 1973 р. 201—208

Статья содержит описание внешних запоминающих устройств в современных системах расчета, их характеристику и критерии выбора в случае вычислительной машины Феликс С—256.

ДК 681.3.07

Маня Н.:

Организация дисковых карточек для современных операционных систем.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, сент—окт 1973, р. 208—213

Проводится осмотр основных концепций в связи с различными типами организации дисковых карточек, причем отмечаются карточки с осевой структурой, элементы которых находятся в двойном сопряжении.

ДК 681.3.0.6.

Ионеску Г. и *Алджиу М.:*

Образование на вычислительных устройствах испытательных сигналов для идентификации процессов.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, сект—окт 1973, р. 213—220

Авторы рассматривают вопрос симуляции на вычислительных устройствах генераторов псевдослучайных сигналов с двумя или несколькими уробвнями. Устанавливаются алгоритмы практического образования любого сигнала из категории спевдослучайынх; алгоритмы сопровождены логическими функциональными схемами.

ДК 621.316. 8

Манолеску А., Манолеску Анка-Мануела, Самакишэ Г.:

Осуществление сопротивлений высокой точкости в технологии тонких слоев.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, сент—окт 1973, р. 220—225

Приводятся данные по изготовлению точных пленочных сопротивлений, в рамках расширения гаммы продукции румынских микросоставляющих.

ДК 536.5 :621.382.233

Петреску К.:

Пропорциональный терморегулятор с тиристором.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, сент—окт 1973, р. 226—231

В работе приводится схема прибора для измерения и регулировки температуры, с применением термистора в качестве чувствительного элемента и выходная схема тиристора.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ р. 231—238

ПРОЯВЛЕНИЯ В ОБЛАСТИ НАУКИ И ТРХНИКИ р. 239—244

НОВЫЕ ДОКУМЕНТАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ р. 245—246

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.3,07

Bulgacov R. und *Roşu M.* :

Die Auswahlkriterien der Aussenspeicher für den FELIX C—256 — Rechner.

Automatica şi Electronica 17, Nr 5, Sept—Okt 1973, S. 201—208

Der Aufsatz enthält die Beschreibung der Aussenspeichertype die in den gegenwärtigen Rechensysteme verwendet werden, ihre Eigenschaften sowie die Auswahlkriterien für den FELIX C — 256 — Rechner.

DK 681.3.07

Manea N. :

Die Organisierung von Scheibenkarteien für die modernen Operationssysteme.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, Sept-Okt 1973, S. 208—213

Die Hauptauffassungen über die verschiedenen Organisationsarten der Scheibenkarteien werden übersehen, wobei die Karteien mit Baumstruktur deren Elemente doppelt verkettet sind, hervorgehoben werden.

DK 681.3.03

Ionescu G. und *Algiu M.* :

Die Erzeugung auf dem Rechner von Probesignale für die Identifizierung der Prozesse.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 5, Sept-Okt 1973, S. 213—220

Die Verfasser behandeln das Problem der Simulierung auf dem Rechner der pseudoaleatorischen Signalgeber mit zwei oder mehrere Pegel. Es werden praktische Erzeugungsalgorithmen beliebiger Signäle der pseudoaleatorische Art festgestellt ; die Algorithmen sind von Organigramme begleitet.

DK 621.316.8

Manolescu A., Manolescu Anca-Manuela, Samachişă Gh. :

Die Verwirklichung der Genauigkeitswiderstände in der Technologie der Dünnschichten.

Automatica şi Electronica 17, Nr, 5, Sept-Okt 1973, S. 220—225

Es werden Angaben über die Herstellung der Genauigkeitsschichtwiderstände, im weiterem Rahmen der Diversification und der Erweiterung der rumänischen Kleinbestandteile, dargelegt.

DK 536.5 621.382.233

Petrescu C. :

Proportionalwärmeregler mit Thyristor.

Automatica şi Electronica 17, Nr, 5, Sept—Oct 1973, S. 226—231

In der Arbeit wird das Schema eines Wärmemess- und Regelgerät das ein Thermistor als empfindliches Element und ein Ausgangsschema mit Thyristor verwendet, angegeben.

VERWIRCKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE S. 231—238

WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE S. 239—244

NEUE DOKUMENTARMATERIALLIEN S. 245—246

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI—UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ŞI PUBLICAŢII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 201—246) nr. 5, septembrie—octombrie Bucureşti, 1973

RIURIC BULGACOV şi MIHAI ROŞU*

Criteriile de alegere a memoriilor externe pentru calculatorul Felix C-256

1. Elemente caracteristice ale memoriilor externe

Noţiunea de memorie externă a apărut ca urmare a cerinţelor crescînde impuse spre rezolvare sistemelor de calcul.

În situaţia unei creşteri continue a volumului de lucrări ce trebuie executate în intervale de timp cît mai scurte şi cu un preţ de cost per bit cît mai scăzut, cu implicaţii asupra gradului de încărcare al unităţii centrale, aceasta are nevoie să aibă la dispoziţie cantităţi cît mai mari de date şi informaţii, accesibile în intervale de timp cît mai scurte.

Aceasta ar fi însemnat extinderea capacităţii memoriei interne, caracterizată printr-un timp de acces redus la informaţiile conţinute în fişierele de date, însă avînd drept consecinţă imediată creşterea preţului de prelucrare per bit, prin suplimentarea costului memoriei interne şi al circuitelor sale aferente.

Memoria externă se caracterizează prin faptul că poate să cuprindă o cantitate mult mai mare de date şi informaţii decît memoria internă, pe care la cerere şi sub controlul unui program de schimburi le transferă fie integral, fie pe porţiuni, în toată memoria internă sau în anumite zone ale ei.

Apariţia memoriei externe şi soluţiile constructive alese au condus la diverse tipuri de organizare a fişierelor de date.

Capacitatea minimă de înmagazinare a datelor de la care o memorie externă, aflată într-o configuraţie de calcul, devine rentabilă prin realizarea unui compromis între capacitatea de înmagazinare şi viteza de transferare a datelor, sub controlul unui program de schimburi, este actualmente de circa 10^8 biţi. Memoria externă poate avea, teoretic, o capacitate nelimitată, însă există anumite limitări determinate în special de creşterea preţului de cost de prelucrare per bit, datorită soluţiilor tehnologice adoptate.

Principalul element, care caracterizează o memorie externă şi care a determinat apariţia diverselor tipuri de fişiere de date, este timpul de acces la informaţiile înmagazinate. El este definit ca intervalul de timp scurs de la recepţionarea unei comenzi de transfer al unei cantităţi de date într-o zonă bine precizată din memoria externă şi momentul începerii operaţiei de transfer propriu-zise. Următorul element caracteristic al memoriei externe este capacitatea sa de înmagazinare a datelor, definită de cantitatea maximă de date sau informaţii care se pot păstra în cadrul memoriei externe. În fine, ultimul element care caracterizează funcţionarea memoriei externe este viteza de transfer a informaţiilor definită de cantitatea maximă de date care poate fi transferată între memoria externă şi calculator, în ambele sensuri, în unitatea de timp.

Aceste trei elemente ce caracterizează funcţionarea memoriei externe pot servi şi ca prime criterii de clasificare a acestora, criterii privite în contextul rolului fixat fiecărui element caracteristic în buna funcţionare a unui întreg sistem de calcul.

Vom lua ca exemplu timpul de acces caracteristic unei memorii externe şi rolul acesteia asupra optimizării funcţionării calculatorului FELIX C—256.

Se poate accepta ideea, demonstrată de practica utilizării calculatoarelor din generaţia a III-a, că pentru executarea fiecărei instrucţiuni, acestea au nevoie de o anumită canti-

* Ing. *R. Bulgacov* şi *ing. M. Roşu* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări pentru tehnica de calcul.

tate de date exprimată prin octeţi. În cazul calculatorului FELIX C—256, pentru executarea unei instrucţiuni avînd un format de 32 de cifre binare sînt necesari 4 octeţi; tot din practică s-a observat că, în funcţie de gradul de întrepătrundere al programelor ce se execută în time-sharing, viteza de prelucrare a unităţii centrale a unui calculator din generaţia a III-a, de capacitate medie spre mare, variază între $0{,}2 \times 10^6$ instrucţiuni/s şi 3×10^6 instrucţiuni/s. În cazul calculatorului FELIX C—256, viteza de prelucrare este de $0{,}2 \times 10^6$ instrucţiuni/s.

Pentru ca, în timpul lucrului cu unitatea centrală, memoria internă să nu se satureze sau să se golească în întregime prin prelucrarea integrală a conţinutului, s-a observat în mod empiric că transferul blocurilor de date între memoria externă şi cea internă trebuie să se execute sub forma unor blocuri de 0,5—4 kocteţi.

Să presupunem că unitatea centrală a calculatorului FELIX C—256 trebuie să prelucreze un bloc de date de 1 koctet şi că are nevoie de 4 octeţi pentru executarea fiecărei instrucţiuni. Conform acestei ipoteze reiese că unitatea centrală va rămîne ocupată un interval de timp definit de:

$$T = \frac{\textit{dimensiunea blocului de date}}{\textit{nr. oct./instr.} \times \textit{viteza de prelucrare}} =$$

$$= \frac{10^3\ \textit{oct.} \times 1\ \textit{instr.} \times 1\ s}{4\ \textit{oct.} \times 0{,}2 \times 10^6\ \textit{instr.}} = 1{,}2 \text{ ms.}$$

După prelucrarea acestui bloc de date, unitatea centrală va trebui să aştepte un nou bloc de date, de care va dispune în funcţie de timpul de acces la memoria externă. Presupunem pentru timpul de acces o valoare de 50 ms. Aceasta ar conduce la un grad de utilizare al unităţii centrale de $\frac{1{,}2}{50} \times 100 = 2{,}4\%$, ceea ce este total nesatisfăcător, ştiind faptul că exploatarea unui calculator devine rentabilă de la grade de încărcare ale unităţii centrale ce se apropie şi depăşesc 50%.

Una dintre soluţiile adoptate în vederea creşterii gradului de încărcare al unităţii centrale a fost aceea a prelucrării în time-sharing a unor blocuri adiţionale de date, conţinute în mai multe programe ce trebuie executate în paralel.

Numărul minim de asemenea blocuri adiţionale ce trebuie prelucrate în time-sharing depinde atît de timpul de acces la respectivele blocuri în memoria externă, cît şi de intervalul de timp afectat transferului acestor blocuri adiţionale în memoria externă:

$$\textit{nr. minim } N \textit{ de blocuri adiţionale} = \frac{\textit{timp de acces} + \textit{timpul necesar transferului în memoria internă}}{\textit{timpul de prelucrare a blocului (de exemplu de 1 koctet)}},$$

Dacă vom considera cazul cel mai frecvent utilizat, al unei memorii externe pe disc magnetic, caracterizat de un timp de acces de ordinul a 50 ms şi de viteza de transfer de ordinul a 350×10^3 octeţi/s, adică un timp de transfer de 2,8 ms, rezultă că;

$$N = \frac{50 + 2{,}8}{1{,}2} = 44 \text{ blocuri de cîte 1 koctet.}$$

Din analiza formulei pentru determinarea numărului minim de blocuri de date ce pot fi prelucrate în time-sharing şi din faptul că prelucrarea acestor blocuri în time-sharing este mai simplă cu cît numărul lor este mai mic, rezultă clar rolul celor doi timpi şi, în special, al celui de acces în caracterizarea bunei utilizări a unei memorii externe şi în consecinţă justeţea alegerii acestor două elemente caracteristice ca prime criterii de clasificare şi alegere a memoriilor externe.

Preocuparea continuă de micşorare a timpului de acces se explică deci prin diminuarea complexităţii, precum şi prin micşorarea costului sistemului de programare.

În ceea ce priveşte celălalt element care caracterizează funcţionarea memoriei externe în cadrul unui sistem de calcul, anume capacitatea de înmagazinare a datelor, aceasta este dependentă de frecvenţa de înregistrare a datelor, care va determina densitatea de înregistrare pe o anumită zonă sau format de informaţii.

Există o relaţie de dependenţă între capacitatea de înmagazinare şi viteza de transfer a informaţiilor exprimată implicit prin intermediul frecvenţei de înregistrare, aceasta fiind cea care influenţează în mod direct viteza de transfer. De asemenea există o relaţie de dependenţă între viteza de transfer şi timpul de acces, bazată pe formatul înregistrării.

Date fiind cele trei elemente ce caracterizează o memorie externă precum şi performanţele tehnologice înregistrate în vederea obţinerii unor valori cît mai optime ale celor trei parametri, se poate spune că nu s-a ajuns încă la acea memorie externă care, cuplată cu unitatea centrală, să asigure o viteză de prelucrare comparabilă cu cea a unităţii centrale. Din acest motiv, utilizatorii de sisteme caută să obţină o creştere substanţială a capacităţii de înmagazinare a datelor prin alegerea unor tipuri de memorie externă care, în funcţie de organizarea sistemului de calcul, de gradul de întrepătrundere al programelor, de specificul lucrărilor ce trebuie executate, să nu limiteze viteza de lucru a unităţii centrale.

Clasificarea memoriilor externe. Consideraţii tehnologice

Clasificarea memoriilor externe, şi prin aceasta stabilirea unor criterii de alegere a acestora, se poate realiza în funcţie de :

— modul de prelucrare al sistemelor de fişiere de către sistemul de calcul :

— capacitatea de înmagazinare a informaţiilor ;

— timpul de acces la blocurile de informaţii ;

— evoluţia tehnologică a diverşilor parametri constructivi.

A. Principalul criteriu de clasificare a memoriilor externe este acela al capacităţii de memorare, acesta fiind cel care justifică de altfel apariţia acestor echipamente în cadrul sistemelor de calcul şi cel care contribuie la o primă optimizare a modului de prelucrare al datelor de către sistemul de calcul. Astfel se deosebesc ;

a) Memorii externe de capacitate medie, caracterizate prin faptul că sînt capabile să înmagazineze cantităţi de date de ordinul sutelor de kocteţi. De obicei în această categorie intră memoriile caracterizate printr-un timp de acces relativ scăzut, de ordinul a 10 ms. Datorită acestei caracteristici, memoriile externe de capacitate medie îşi găsesc aplicaţie ca memorii tampon pentru multiprogramare, ca memorii intermediare de mesaj în sistemul de transmitere de date etc.

b) Memorii externe de mare capacitate, la care cantitatea de date sau informaţii ce pot fi memorate atinge valori de ordinul zecilor de Mocteţi. În cadrul acestei categorii intră acele memorii externe la care capacitatea devine suficientă pentru a fi utilizate ca biblioteci de programe (în funcţie de sistemul de calcul şi de natura lucrărilor ce trebuie executate) ; ele servesc ca echipament de bază în vederea organizării sistemului operativ al multor calculatoare. Întrucît memoriile externe din această categorie îşi găsesc mai multe aplicaţii, aici se pot întîlni multiple şi continue preocupări de îmbunătăţire a caracteristicilor memoriilor, şi anume a timpului de acces la informaţie, ceea ce conduce implicit la posibilitatea creşterii capacităţii memoriei externe. Timpul de acces al memoriilor din această categorie are valori foarte variate, de la zeci de ms pînă la secunde, cum este cazul diverselor tipuri de memorii pe disc sau pe tambur şi, respectiv, al celor pe bandă magnetică.

c) Memorii externe de foarte mare capacitate, aşa-numitele memorii de masă la care capacitatea de înmagazinare atinge valori de ordinul sutelor de Mocteţi (cazul noilor modele de memorii externe pe discuri magnetice). Memoriile îşi găsesc aplicaţie numai în sisteme mari utilizate în scopuri ştiinţifice şi în prelucrări economice şi financiare, unde baza de date a unei bănci de date este memorată în aceste memorii de masă. Si aici s-au obţinut timpi de acces relativ scăzuţi (zeci de ms) care au făcut ca memoriile să devină într-adevăr rentabile în prelucrarea datelor, realizîndu-se ca şi la categoria precedentă, compromisul dintre capacitatea mare de memorare şi timpul redus de acces, compromis care conduce în mod efectiv la reducerea preţului de prelucrare per bit pe ansamblul sistemului de calcul.

Timpul de acces la un bloc de informaţii conţinut în memoria externă este determinat atît de soluţia tehnică aleasă pentru sistemul de poziţionare a capetelor de scriere/citire în zona informaţiei dorite, cît şi de modul de acces la fişierele de date conţinute în anumite zone din memorie. De aceea se poate spune că o clasificare din punct de vedere al timpului de acces poate să difere într-o oarecare măsură de cea făcută din punctul de vedere al modalităţii de acces la informaţii.

B. Dacă vom considera clasificarea din punct de vedere al timpului de acces, memoriile externe pot fi incluse în următoarele categorii :

a) Memoriile externe lente caracterizate printr-un timp de acces de ordinul sutelor de ms pînă la secunde. În această categorie întîlnim acele memorii externe la care se utilizează, ca modalitate de acces, sistemul de acces serial care, prin însuşi principiul său, face să se obţină asemenea valori ridicate ale timpului de acces la informaţie, la aceasta contribuind însă bineînţeles şi soluţia tehnologică adoptată pentru poziţionarea dispozitivului de scriere /citire în dreptul zonei de lucru dorite. Modul de acces serial la fişiere a contribuit la apariţia memoriilor lente (exemplul caracteristic fiind memoria externă pe bandă magnetică) la care soluţia tehnologică de poziţionare nu poate să optimizeze într-o măsură mult prea mare valorile timpului de acces.

b) Memoriile externe cu timp de acces relativ scăzut, de ordinul zecilor de ms, care au apărut ca urmare a adoptării modului de acces parţial aleatoriu, parţial secvenţial. Aceste memorii se caracterizează printr-o poziţionare aleatorie în dreptul începutului de informaţie dorită.

Datorită modului secvenţial de acces la sistemul de fişiere, s-au adoptat soluţii tehnologice pentru sistemele de poziţionare, pentru ca acestea să transfere informaţii din diverse zone din memorie la care accesul să se facă cu totul aleatoriu. Exemplul unei asemenea memorii este cel al memoriei pe disc magnetic cu capetele mobile. Dat fiind faptul că modul de acces parţial aleatoriu parţial secvenţial este cel mai utilizat în cadrul sistemelor de calcul, s-a manifestat o continuă preocupare de optimizare tehnologică a sistemelor de poziţionare, aşa încît timpul de acces să fie micşorat cît mai mult posibil.

Trebuie amintită în acest sens şi noua tendinţă de a se înlocui aceste memorii externe cu acces aleatoriu cu memorii cu ferite şi chiar cu cele cu semiconductoare, realizîndu-se astfel o optimizare considerabilă a timpului de acces, în detrimentul însă al capacităţii de memorare; aceasta este mult mai redusă pentru a nu creşte prea mult preţul de cost de prelucrare per bit, dat fiind costul relativ ridicat al elementelor ce intră în componenţa celor două tipuri de memorie.

În ultimul timp au fost realizate memorii de mare capacitate cu un preţ de cost relativ scăzut, care păreau că vor putea înlocui memoriile externe existente în anul 1969. Cercetările tehnologice întreprinse în ultima perioadă au dus la apariţia de echipamente periferice, ca discurile de masă cu capacitatea pînă la 400 Mocteţi, cu timp de acces redus, la care preţul de cost al înmagazinării informaţiei a rămas totuşi inferior celui al memoriilor de masă din alte categorii. În plus, la aceste discuri de masă, există posibilitatea înlocuirii suportului informaţiei, putîndu-se realiza stocarea unei cantităţi de date mult mai mari decît capacitatea instantanee a acestei memorii de masă.

c) Memoriile externe rapide la care timpul de acces atinge valori ce, practic, nu depăşesc 10—12 ms. Aceste memorii mai pot fi incluse în categoria memoriilor cu acces direct, categorie determinată de modul de acces secvenţial, pentru care s-a ales soluţia logică a unui sistem de poziţionare a mai multor grupuri de capete în poziţii fixe, în dreptul anumitor zone bine definite de informaţii. Din această categorie amintim memoriile externe pe disc magnetic cu capete fixe sau cele pe tambur magnetic.

Trebuie arătat că, pentru a obţine o capacitate mare de înregistrare, se impune o anumită zonificare a locaşurilor din memorie. Un număr foarte mare de capete de scriere/citire ar însemna însă o creştere excesivă a preţului echipamentului, deci a preţului de prelucrare per bit.

Practic, ultimele două categorii se întrepătrund întrucît noile dispozitive de acţionare a sistemelor de poziţionare a capetelor din memoria externă cu acces aleatoriu (motorul electric liniar tip „voice-coil") au făcut să se obţină un timp de acces foarte apropiat de timpii memoriilor externe cu acces direct.

Memoriile externe constituie poate singurul echipament periferic care a cunoscut o dezvoltare tehnologică continuă, soluţiile adoptate în decursul acestei evoluţii avînd drept scop realizarea memoriei externe ideale, la care să se combine o foarte mare capacitate de memorare cu un timp de acces foarte scăzut şi cu o viteză de transfer a informaţiei cît mai ridicată.

Memoria externă pe bandă magnetică apărută în acest context a reuşit să realizeze o capacitate de memorare mare, de ordinul a 100 Mocteţi, cu dezavantajul timpului ridicat de acces, datorit faptului că singurul cap de scriere/citire necesită un anume interval de timp pînă cînd zona de informaţie de pe suportul magnetic ajunge în dreptul său. După cum se vede din tabela recapitulativă (tabela 1) s-au adoptat soluţii pentru creşterea vitezei de derulare a benzii (ceea ce înseamnă un timp de acces mai scăzut şi o viteză de transfer mai ridicată), dar aceasta a fost limitată datorită imposibilităţii realizării unui centraj perfect, fapt ce conduce la fenomenul de bătaie, a benzii, cu repercusiuni asupra constantei întrefierului (întrucît banda nu rămîne tot timpul lipită de cap), deci asupra numărului de erori de scriere/citire precum şi asupra suportului magnetic însuşi (fenomenul de îmbătrînire şi forfecare a benzii). În privinţa capacităţii de memorare a memoriei pe bandă magnetică, s-a ajuns la o valoare limită, obţinută printr-o creştere a densităţii de înregistrare prin folosirea metodei de înregistrare prin modulaţie de frecvenţă. Datorită caracteristicilor sale, memoria pe bandă este utilizată numai pentru bibliotecile de programe, fiind indispensabilă astfel în cadrul sistemului de calcul.

În prezent, bibliotecile de date şi programe au, ca suport principal de stocare, banda magnetică. Fabricarea benzilor magnetice ca memorii externe operative a cunoscut o mare dezvoltare, însă odată cu apariţia şi perfecţionarea discurilor magnetice, această utilizare a început să piardă din pondere. În cadrul sistemelor de calcul puternice cu o periferie dezvoltată şi al arhivelor foarte mari, memoriile pe bandă magnetică sînt utilizate în special pentru introducerea datelor şi a informaţiilor, dar nu în memoria operativă a calculatorului ci pe suporturile memoriilor externe foarte rapide, şi de asemenea pentru păstrarea rezultatelor finale sau a anumitor lucrări şi fişiere, pe termen lung. Aceasta deoarece preţul suportului (bandă magnetică) este scăzut, capacitatea mare şi volumul destul de mic, fiind adecvate creării de biblioteci-depozit. În plus, ele se pretează la transportul facil al informaţiilor de la un calculator la altul, cum ar fi softul de bază al unui tip de calculator, şi aducerea la zi a acestuia sau a fişierelor de date.

Element de bază în vederea obţinerii unei densităţi cît mai ridicate de informaţii, precum şi a unui timp cît mai ridicat de păstrare a informaţiilor, suportul magnetic are un rol foarte important în definirea caracteristicilor memoriei externe. În cazul benzii magnetice, au fost înregistrate realizări remarcabile prin folosirea unor acoperiri magnetice de pulbere magnetică cu granulaţie foarte fină (sub 1 μ), prin utilizarea unor lianţi ce concură la realizarea omogenizării peliculei magnetice, a mă-

ririi rezistenţei acesteia la solicitările pe diverse planuri, prin acoperirea suprafeţei neutilizate a benzii cu o peliculă de carbon, al cărei rol este de a împiedica încărcarea electrostatică a benzii precum şi fenomenul de alunecare a straturilor de bandă de pe rolă.

Concepută în vederea micşorării timpului de acces, memoria externă pe tambur magnetic a cunoscut aplicaţii îndeosebi în marile sisteme din generaţia a III-a ce au precedat cele de talia lui IBM seria 360 : capacităţile foarte mari obţinute (30 Mocteţi), corelate cu timpi de acces foarte scăzuţi (10—15 ms), nu au putut face ca această memorie să devină utilizabilă pe scară largă din cauza dificultăţilor tehnologice de realizare şi chiar de întreţinere (de exemplu necesitatea unui reglaj relativ des al poziţiei capetelor). Printre problemele semnalate au fost : problema obţinerii unei suprafeţe foarte netede a tamburului la diametre foarte mari pentru a face posibilă o acoperire cît mai omogenă; problema acoperirii suprafeţei tamburului care, prin efectul forţei centrifuge, favorizează îngrămădirile neuniforme de pulbere magnetică; problema păstrării distanţei fixe a capetelor faţă de suprafaţa tamburului — cerinţă greu de realizat datorită fenomenului de oscilaţie (bătăi) a axului de rotaţie al tamburului (oscilaţii cu amplitudini foarte ridicate în cazul tamburelor în poziţie orizontală) ; problema utilizării unui număr cît mai mare de capete corespunzătoare unui număr cît mai mare de piste de informaţie, fără a perturba rezoluţia.

Alt factor care a diminuat aria de răspîndire a memoriei externe pe tambur magnetic a fost suportul magnetic care, prin dimensiunile sale şi prin metodele de fixare, face imposibilă transportarea şi depozitarea lui în aşa-numitele biblioteci de programe. În final, o altă dificultate a fost aceea a creării unui software specializat în vederea utilizării acestui tip de memorie externă. S-a ajuns la memoria externă pe discuri magnetice care, la ora actuală, constituie cea mai utilizată memorie externă, devenită indispensabilă în cadrul structurii calculatoarelor din generaţia a III-a. În prezent există două categorii mari de memorii pe discuri magnetice : cu capete fixe şi cu capete mobile. Memoriile pe discuri cu capete fixe sînt derivate din cele cu tambur magnetic. Poziţia fixă bine determinată a sistemului de capete în dreptul pistelor virtuale de informaţie (pînă la 400 pe o suprafaţă a discului) a făcut posibilă obţinerea de timpi de acces foarte scăzuţi, la care se adaugă doar timpul de comutare pe capul nou selectat. Soluţiile tehnologice adoptate au condus la obţinerea unor capacităţi de ordinul a 800 kocteţi pînă la maximum 8 Mocteţi, aceasta însă în condiţii speciale de exploatare. Utilizarea acestor memorii pe discuri (care pot fi fixe sau amovibile) se face cu precauţii foarte mari privind desprăfuirea, folosindu-se medii speciale cu conţinut bogat de argon. În exploatarea acestor memorii se ivesc probleme asemănătoare celor de la tambur, ca de exemplu : imposibilitatea transportării suportului magnetic, problema compatibilităţii dintre două unităţi, timpul de viaţă relativ scurt a suportului şi a capului (datorită frecării capetelor de suprafaţă discului la pornire, pînă în momentul obţinerii pernei de aer care permite plutirea capetelor).

Se poate spune că, la ora actuală, memoriile externe pe tambur magnetic sau pe disc magnetic cu capete fixe mai sînt utilizate doar în configuraţiile mari de calcul, unde este necesar un acces rapid (10 ms) la o anumită cantitate de date (de ordinul a 2 Mocteţi).

De aceea memoria externă pe discuri magnetice cu capete mobile care se deplasează aleatoriu în interiorul pachetelor de discuri a căpătat o utilizare foarte largă. Dezvoltarea tehnologică a sistemelor de acţionare a capetelor, culminată prin folosirea motorului electric liniar tip voice-coil, a făcut posibilă obţinerea de timpi de acces de ordinul celor obţinuţi cu sistemul de capete fixe (timpi medii de ordinul a 27 ms). Prin creşterea densităţii pistelor virtuale (200 de piste /2,54 cm), prin creşterea vitezei de rotaţie a pachetului de discuri, prin micşorarea distanţei de plutire a capetelor faţă de suprafaţa discului de la 3,3 μ la 0,5—1 μ (există preocupări pentru crearea de suporturi magnetice speciale care să permită capetelor să atingă suprafaţa discului) s-au obţinut capacităţi de ordinul a 100 pînă la 400 Mocteţi. Memoriile pe discuri magnetice acoperă o gamă foarte variată de capacităţi de înmagazinare, de la 7 Mocteţi pînă la 100—800 Mocteţi, putînd astfel să răspundă cerinţelor de exploatare a celor mai variate sisteme, de la cele utilizate în gestiunea economică a unor mici întreprinderi pînă la cele folosite în efectuarea calculelor ştiinţifice sau în gestiunea de bănci cu mari cantităţi de date.

În plus, exploatarea acestor memorii elimină marea majoritate a neajunsurilor semnalate în cazul celorlalte tipuri de memorii externe, adăugînd avantajul realizării compatibilităţii dintre hardware şi software şi cel al unei fiabilităţi ridicate. Suportul magnetic utilizează acoperiri cu materiale speciale (aliaje de Al + Mg + Co), la care adaosul unui mic procent de crom face posibilă obţinerea unui timp de păstrare a informaţiilor foarte ridicat (aproape 10 ani) ce depăşeşte timpul de vîrstă a benzilor. În plus, metoda acoperirii prin spriţuire (spray) a condus la obţinerea unor pelicule magnetice perfect netede, de unde şi faptul că numărul maxim al erorilor posibile de transfer al informaţiilor a scăzut considerabil.

Facilităţile de organizare a fişierelor precum şi facilităţile de acces la informaţiile cuprinse

Tabela 1

Tipuri de memorii externe ce se utilizează la calculatoarele din generaţia a III-a

Numele produsului	Firma producătoare	Tipul memoriei externe	Caracteristici				Domenii de utilizare
			Viteza (inch/s)	Timp de acces (ms)	Densitate (bpi)	Capacitate (biţi)	
1	2	3	4	5	6	7	8
Univac Tandex	Univac	tambur magnetic	—	38,5	—	$1{,}7 \times 10^7$	Calculatoare de capacitate medie ptr. centre uzinale şi teritoriale
Univac Fastrand IA	Univac	tambur magnetic	—	38	—	$0{,}3 \times 10^9$	Calculatoare de mare capacitate în scopuri de gestiune economică, calcule ştiinţifice
ICT 1964	I.C.T.	tambur magnetic	—	20	—	$1{,}25 \times 10^7$	Calculatoare de capacitate medie; păstrare, fixare, gestiune producţie
IBM 650	I.B.M.	tambur magnetic	—	2,4	—	$1{,}6 \times 10^5$	Calculatoare de capacitate mică şi medie, ptr. sisteme operative, în transmisie de date, memorii intermediare
ICL 1963	I.C.L.	tambur magnetic	—	10	—	$3{,}2 \times 10^6$	Calculatoare de capacitate medie
ICL 2851	I.C.L.	tambur magnetic	—	6,3	—	$1{,}25 \times 10^7$	Calculatoare de capacitate mare
Univac SS 80/90	Univac	tambur magnetic	—	1,7	—	$1{,}6 \times 10^5$	Calculatoare de mică şi medie capacitate ptr. sist. operative în transmisia de date, memorii intermediare
Ampex TM 9	Ampex	bandă magnetică	75	—	1600	—	Calculatoare de capacitate medie, biblioteci de programe
CDC 607	Control Data	„	150	—	800	—	
IBM 2420	I.B.M.	bandă mag.	200	—	1600	—	Calculatoare de mare capacitate utilizate în bănci de date şi în calcule ştiinţifice
Potter SG 2406	Potter	„	112,5	—	1600	—	
Univac Universo 16	Univac	bandă magnetică	120	—	1600	—	Calculatoare de mare capacitate utilizate în bănci de date şi în calcule ştiinţifice
CDC 9464	Control Data	disc mag. cu capete mobile	—	85	1100	6×10^7	Calculatoare de capacitate mică şi medie, pentru sistem operativ şi pentru aducerea la zi a fişierelor
MRX 630	Memorex	„	—	50	1100	6×10^7	
ICL 2815	I.C.L.	disc magnetic cu cap. mobile	—	47,5	—	(60 M biţi) 360×10 biţi	Calculatoare de capacitate mare
CDC 9736	Control Data	disc mag. cu capete mobile	—	37	2200	$2{,}3 \times 10^9$	Calculatoare de capacitate medie şi mare, utilizate ca disc sistem, deşi pentru biblioteci de fixare înlocuieşte banda magnetică
CDC 9748	„	„	—				
SDS 720A	SDS	disc mag. cu capete	—	20	—	6×10^6	Calculatoare de mică, medie şi mare putere, utilizate în funcţie de necesităţi ca disc sistem, memorii intermediare şi transmisie de date
SDS 720E	SDS	„	—	20	—	5×10^7	

în fişiere au făcut ca sistemele operative de exploatare a majorităţii calculatoarelor să fie organizate pe discuri, aşa cum este şi cazul calculatorului FELIX C—256.

Performanţele diverselor tipuri de memorii externe sînt prezentate în tabela 1, specificîndu-se şi domeniul optim de utilizare.

3. Criteriile de alegere a memoriilor externe

Criteriile de alegere a memoriilor externe optime trebuie să se bazeze pe :

1. caracteristicile tehnice ale sistemului de calcul, prin acestea înţelegînd capacitatea şi ciclul memoriei interne operative, viteza calculului de intrare/ieşire ;
2. specificul problemelor ce se cer a fi rezolvate (adică calculele de gestiune economică, calculele inginereşti etc.) ;
3. modul de organizare a software-ului (în special sistemul de operare şi cel de gestiune a fişierelor). De cele mai multe ori toate acestea trebuie tratate în mod interdependent, deoarece, de exemplu, capacitatea unei memorii interne poate fi considerată insuficientă numai în condiţiile în care viteza de prelucrare a unităţii centrale este apropiată de cea a canalului, atunci cînd specificul problemelor cere pentru rezolvarea un volum foarte mare de informaţii, atunci cînd numărul de subprograme prelucrate în timesharing este foarte mare faţă de caracteristicile memoriei interne etc.

Considerînd un calculator mediu din generaţia a III-a, la care memoria internă are o capacitate cuprinsă între 256—4 096 kocteţi, problemele ce urmează să fie rezolvate necesită o extindere a memoriei interne datorită vitezei foarte mari de prelucrare a unităţii centrale, obţinută prin folosirea circuitelor integrate (200 000—400 000 operaţii/s). Problema devine şi mai stringentă acum cînd structura circuitelor tip MSI şi chiar LSI intervine tot mai curent în structura unităţilor centrale. Cum majoritatea acestor calculatoare au sistemul operativ rezident pe discuri magnetice, apare ca strict necesară utilizarea a cel puţin două unităţi de discuri : una ca disc sistem şi cealaltă ca disc de lucru. Numărul minim al unităţilor de discuri creşte dependent de volumul lucrărilor cerute calculatorului respectv. El depinde de asemenea de capacitatea per unitate.

Calculatoarele moderne din generaţia a III-a sînt concepute cu memorii interne cu accese multiple, care permit lucrul simultan cu diverse zone de informaţii ale acestora. De asemenea un calculator modern lucrează cu mai multe canale, fiecare dintre acestea avînd conectate un număr şi o varietate oarecare de periferice. În acest mod, în timpul în care unitatea centrală lucrează anumite programe în anumite zone ale memoriei interne, simultan în alte zone sau din alte zone ale memoriei interne pot fi introduse sau, respectiv, extrase informaţii de la sau la memoriile externe. Printr-o organizare superioară hardware şi software se poate obţine simultan cu lucrul unităţii centrale, un transfer de informaţii de la o memorie externă la altă memorie externă (de exemplu de la disc magnetic la bandă magnetică sau invers), întreaga conducere a transferului fiind preluată de canal, fără ca lucrul unităţii centrale să fie perturbat în timpul acestui transfer. Numărul de accese la memorie va fi limitat de numărul de blocuri ce le dorim independente, iar numărul de canale pe acces va fi limitat de diferenţa dintre timpul de acces la memorie şi timpul de transfer al informaţiei pe canal. Un factor limitativ este şi cel economic.

Un criteriu principal al alegerii memoriilor externe este criteriul economic. Orice calculator universal din generaţia a III-a permite conectarea unui număr destul de mare de periferice. De exemplu calculatorul FELIX C—256, în configuraţie maximă, permite conectarea a peste 500 de periferice, dintre care 32 de discuri magnetice de 7 Mocteţi şi 32 de benzi magnetice sau o unitate de discuri de masă de peste 400 Mocteţi. Acest număr mare de periferice nu este însă utilizat din cauza preţului exagerat de mare. Actualmente discurile de masă au ajuns la un preţ comparabil cu cel al discurilor cu capacitatea de 7 Mocteţi, şi dacă folosirea a 32 de discuri cu o capacitate totală de aproximativ 200 Mocteţi era extrem de costisitoare, folosirea a opt discuri de masă cu capacitatea individuală de 50 Mocteţi (adică 400 Mocteţi în total) devine convenabilă.

Alegerea tipurilor de memorii externe şi a capacităţii acestora reprezintă un compromis între sarcinile pe care le are de îndeplinit centrul de calcul în dotarea căruia intră calculatorul respectiv şi posibilităţile economice ale acestuia. În etapa actuală, echiparea optimă a unui calculator FELIX C—256 este cea cu memorii externe pe discuri magnetice (capacitate totală de 20—40 Mocteţi) şi pe benzi magnetice (capacitate de 80—160 Mocteţi). Acest optim a fost stabilit avîndu-se în vedere atît factorul economic cît şi cantitatea şi genul de lucrări ce se rezolvă în prezent. Introducerea discurilor de masă va face economică realizarea unor capacităţi totale de 400 Mocteţi, rolul benzilor magnetice limitîndu-se la maximum 40—80 Mocteţi (benzile vor rămîne, eventual, un timp numai pentru păstrarea informaţiei în biblioteci şi pentru transferul informaţiei şi software-ului de la un calculator la altul, compatibilitatea unităţii de bandă magnetică fiind foarte bună).

Un alt aspect al introducerii discurilor magnetice de masă este posibilitatea folosirii unui grup de discuri, cu o capacitate de 75—400 Mocteţi, simultan de două calculatoare FELIX C—256. Aceasta are o mare importanţă eco-

nomică, deoarece preţul de înmagazinare a informaţiei va scădea foarte mult, mergîndu-se în paralel şi la optimizarea prelucrării informaţiilor.

Nivelul actual al introducerii tehnicii de calcul în diversele domenii industriale şi economice, volumul specific al lucrărilor aferente diverselor tipuri de centre de calcul permit stabilirea configuraţiei minime de memorie externă după cum urmează:

— pentru un calculator din dotarea unui centru de calcul uzinal, 2 memorii pe bandă magnetică şi 2 memorii pe disc magnetic, dat fiind faptul că într-un asemenea centru se fac prelucrări primare ca aduceri la zi ale fişierelor, raportări zilnice ale conţinutului diverselor fişiere;

— pentru un calculator din dotarea unui centru de calcul al unor institute de cercetare, pentru institute de învăţămînt superior, ministere, 2—3 memorii pe bandă magnetică şi 3 memorii pe disc magnetic, datorită volumului de date şi informaţii ridicate, varietăţii problemelor ce se tratează în time-sharing etc;

— pentru un calculator din dotarea unui centru de calcul teritorial, 4—8 memorii pe bandă magnetică şi 4—8 memorii pe disc magnetic (cu capacitate de 7,25 Mocteţi).

În perspectivă, pe măsură ce un număr tot mai mare de domenii şi probleme îşi vor găsi rezolvarea prin folosirea calculatoarelor electronice, capacitatea memoriilor externe ale acestor calculatoare va trebui mărită, justificîndu-se pe deplin introducerea în viitorul foarte apropiat a unităţilor de discuri de masă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Renwich, W., Cole, A. J. *Digital storage systems.* Ed. Chapman and Hall.
[2] Rear, C. ş.a. *Magnetic recording in science and industry.*
[3] Dakin, C., Cooke, C. *Circuits for digital equipment.* Ed. Iliffe Books.
[4] Bycer, B. *Digital magnetic tape recording, principles and computer applications.* Ed. Hayden Book Company.

NICOLAE MANEA*

Organizarea unor fişiere pe disc pentru sistemele de operare moderne

Prezentul articol îşi propune o trecere succintă în revistă a principalelor concepte privind organizarea unui sistem de fişiere pe disc. Sînt prezentate diferite tipuri de organizare a fişierelor, punîndu-se accentul pe fişierele cu structură de arbore ale căror elemente sînt dublu înlănţuite.

Utilizîndu-se o asemenea structură s-a definit şi implementat un sistem de fişiere şi biblioteci pentru un sistem de operare multitasking (orientat către multiprogramare cu un număr variabil de sarcini), cîteva studii referitoare la aceasta fiind prezentate în materialul de faţă.

Referirile comparative din acest articol se fac faţă de actualul sistem de operare (SIRIS II), exploatat pe calculatorul IRIS—50.

I. Conceptul de fişier. Descrierea organizării unui volum

Fişierul constituie, în cadrul unui sistem de operare, un mod de organizare a informaţiei după anumite criterii. El poate fi definit ca o colecţie de date căreia i se ataşează un nume, un spaţiu în cadrul unui volum şi o colecţie de parametri de descriere (atribute) ce caracterizează fişierul.

Volumul, ca unitate fizică standard de memorie secundară, conţine un sistem de fişiere, fiind caracterizat, în mod unic, de eticheta sa de volum. Aceasta este utilizată la identificarea volumului şi a proprietarului acestuia de către sistemul de operare.

Fiecărui fişier îi este asociată o etichetă de fişier, de lungime standard, ce conţine informaţii referitoare la:

— identificarea, implantarea şi protecţia fişierului;

— descrierea fişierului sau a zonei de implantare a fişierului.

Toate etichetele de fişier fac parte dintr-o structură logică, numită catalog primar, actualizată pe măsura introducerii sau ştergerii unor etichete de fişier.

Fiecare fişier din catalogul primar ocupă un număr întreg de cilindri ai volumului, situaţia spaţiului ocupat şi a spaţiului disponibil fiind descrisă într-o tabelă de ocupare a volumului. Pentru fiecare unitate de alocare (număr întreg de cilindri) corespunde 1 bit sau 1 octet în această tabelă.

Fiecărui fişier i se poate ataşa un set de fişiere membre (set filial), diferenţiate prin nume şi caracterizate de atributele de descriere.

Numele şi atributele fişierelor membre formează, de asemenea, elementele unui catalog, acestea putînd avea la rîndul lor seturi filiale,

* Ing. *N. Manea* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări pentru tehnica de calcul.

în final obţinîndu-se, pentru sistemul de fişiere, o structură generalizată de arbore, cu ramuri de lungimi variabile.

Organizarea unui astfel de volum e descrisă, schematic, în figura 1.

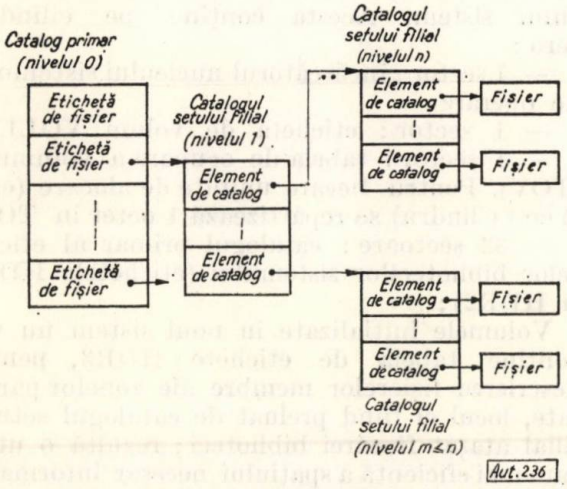


Fig. 1. Organizarea unui sistem de fişiere cu o structură generalizată de arbore.

Fiecare catalog al unui set filial conţine o tabelă de ocupare a spaţiului rezervat pentru setul filial, actualizarea catalogului făcîndu-se la fiecare introducere sau ştergere a unui fişier membru.

Localizarea unui fişier membru se face prin nume, fie prin specificarea întregului lanţ de nume ce are ca element final elementul căutat, fie prin specificarea nivelului (setului filial) şi a numelui membrului.

Reprezentarea schematică a unui catalog pentru un set filial este cea din figura 2.

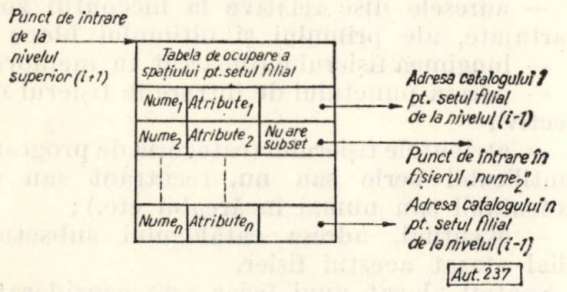


Fig. 2. Structura catalogului *m* pentru un set filial de la nivelul *i*.

II. Organizarea fişierelor pe disc

Informaţiile conţinute într-un element de catalog (fişier membru) pot avea două nivele de organizare:

— nivelul logic, fişierul fiind considerat ca o colecţie de articole organizate în funcţie de modul de acces;

— nivelul fizic, fişierul fiind considerat ca o colecţie de înregistrări fizice cu o organizare liberă.

În cadrul unei asemenea organizări se pot defini mai multe tipuri de structuri:

a) Articolul, ca unitate de acces pentru sistemul de operare, avînd unul din următoarele formate:

— fix: articolele unui fişier au aceeaşi lungime;

— variabil: lungimea fiecărui articol este variabilă;

— nedefinit: articolul e constituit chiar din înregistrarea fizică.

b) Blocul, ce constituie o grupare (blocare) a mai multor articole. Fiecare bloc este egal cu un număr întreg de sectoare disc.

c) Zona partajată, definită ca o zonă continuă de disc (număr întreg de cilindri), pusă la dispoziţia fişierelor membre ale unui set filial.

Cu aceste specificaţii, fişierele pot avea una din următoarele organizări:

1. *Organizarea secvenţială* (cuprinzînd toate variantele, fiind posibile şi unul sau mai multe nivele de indexare).

Articolele fişierului sînt consecutive, localizarea fiecăruia nedepinzînd de conţinutul acestuia. Tipuri de organizare:

a) Continuă: articolele ce aparţin unui fişier sînt continue.

b) Înlănţuită: fişierul este constituit dintr-un număr de zone elementare (fiecare avînd un număr întreg de sectoare) în zona partajată alocată pentru setul filial respectiv. Înlănţuirea se poate face în unul sau în ambele sensuri de parcurgere ale lanţului.

c) Indexată: localizarea unui articol se face prin conţinutul cheii acestuia. Cheia conţine:

— un index de articol — permite localizarea articolului în cadrul unei piste;

— un index de pistă (cheia cu cea mai mare valoare de pe pista respectivă) — permite localizarea pistei în cilindru;

— un index de cilindru (cheia cu cea mai mare valoare din cilindrul respectiv) — permite localizarea cilindrului pe volum. După localizarea pistei, căutarea articolului are loc în mod secvenţial.

d) Hash-Indexată: localizarea articolului se face pe baza cheii acestuia după o procedură de „hashing".

2. *Organizarea selectivă* (random)

Fiecărui articol îi este asociată o cheie, localizarea sa făcîndu-se în funcţie de valoarea cheii asociate. Adresa blocului în care se găseşte articolul se calculează, pe baza cheii, printr-o procedură de randomizare.

3. *Organizarea directă* (nedefinită)

Aceasta permite prelucrarea nesecvenţială a informaţiilor, pentru citirea sau scrierea unui bloc trebuind specificată adresa fizică a acestuia sau o adresă relativă la începutul fişierului.

Metodele de acces sînt diferite în funcţie de organizarea informaţiei, fiind prezentate succint la descrierea tipurilor de organizare.

III. Structuri de arbore cu elemente dublu înlănţuite

O structură eficientă de organizare a fişierelor în care se fac căutări şi actualizări frecvente o constituie cea de arbore cu elemente dublu înlănţuite.

Fiecare nod al arborelui cuprinde o etichetă pentru asigurarea înlănţuirii :

— cheia de acces la nod ;
— pointer către nodul anterior ;
— pointer către nodul următor.

Într-un arbore cu ramuri de lungimi variabile, minimizarea timpului de căutare constituie o problemă esenţială (timpul necesar pentru a ajunge la un nod terminal într-o listă simplu înlănţuită, e proporţional cu numărul de noduri cercetate).

Într-un arbore cu elemente dublu înlănţuite, cu ramuri egale, căutarea unui nod terminal se face într-un timp :

$$t \simeq \log_2 N$$

iar actualizarea sa, într-un timp proporţional cu N (N — numărul de articole din fişier).

Patt [5], [6] a obţinut un arbore optim cu elemente dublu înlănţuite, cu un timp de căutare minim, făcînd presupunerea că nici una din cheile unui articol nu poate constitui un prefix pentru o alta şi că toate nodurile terminale au probabilităţi egale de căutare. Timpul de căutare găsit de el era de forma :

$$T_{\min} \simeq 1{,}64\, N \log_2 N \qquad (N \text{ — numărul de articole în fişier}).$$

Stanfel [7], [8] a constatat că se poate face o corespondenţă binară între arbori cu elemente dublu înlănţuite şi arbori cu organizare binară.

Hu şi Tucker [9] au găsit un timp de căutare binară optim pentru arborii ale căror noduri terminale sînt aranjate în ordinea alfabetică, cu probabilităţi neegale.

Coffman [11] propune o metodă generală de structurare a fişierelor cu organizare de arbore, utilizînd o funcţie hash pentru definirea acestei structuri.

Pornind de la unele din aceste principii s-au imaginat cîteva soluţii pentru organizarea fişierelor unui sistem de operare în multiprogramare, utilizînd calculatorul FELIX C —256.

IV. Structura fişierelor unui sistem de operare orientat spre multiprogramare

În condiţiile studierii unui sistem de operare orientat spre multiprogramare pentru calculatorul FELIX C — 256 a fost definit şi implementat un sistem de fişiere necesar funcţionării sistemului de operare.

1. *Organizarea volumului pe care se găsesc fişierele sistem*

Pentru asigurarea unei compatibilităţi cu volumele utilizate de sistemul de operare SIRIS II pentru FELIX C—256 a fost păstrată, în mare parte, structura cilindrului zero a discului sistem. Acesta conţine, pe cilindrul zero :

— 1 sector : încărcătorul nucleului sistemului de operare ;
— 1 sector : eticheta de volum VOL1 ;
— 1 sector : tabela de ocupare a volumului (TOV). Pentru fiecare unitate de alocare (egală cu 1 cilindru) se repartizează 1 octet în TOV ;
— 32 sectoare : catalogul primar al etichetelor bibliotecilor sistemului (etichetele HDR1 şi HDR2) ;

Volumele iniţializate în noul sistem nu vor conţine tabela de etichete HDR3, pentru descrierea fişierelor membre ale zonelor partajate, locul ei fiind preluat de catalogul setului filial ataşat fiecărei biblioteci ; rezultă o utilizare mai eficientă a spaţiului necesar informaţiilor de control ale membrilor bibliotecilor ;

— restul sectoarelor : informaţii de control pentru sistem.

2. *Organizarea bibliotecilor şi fişierelor*

Toate fişierele create în cadrul noului sistem au o organizare secvenţială de arbore cu elemente dublu înănţuite.

Fiecărei biblioteci îi este ataşat un catalog, membru al zonei partajate, construit şi actualizat dinamic, ce conţine informaţii referitoare la membrii acestei biblioteci (setul filial).

Un element de catalog (membru al bibliotecii) conţine următoarele informaţii :

— numele membrului ;
— adresele disc relative la începutul zonei partajate, ale primului şi ultimului bloc ;
— lungimea fişierului (încărcat în memorie) ;
— adresa punctului de intrare în fişierul respectiv ;
— atributele fişierului (categoria de program : reutilizabil serie sau nu, reentrant sau nu, executabil sau numai încărcabil etc.) ;
— eventual, adresa catalogului subsetului filial ataşat acestui fişier.

Spaţiul alocat unui fişier este considerat a fi zonă partajată, situaţia ocupării lui fiind descrisă de o tabelă de alocare, plasată în primul bloc al catalogului, a cărei unitate o constituie un bloc de lungime fixă (egal cu patru sectoare disc). Alocarea spaţiului în bibliotecă, pentru membri şi pentru catalog, se face dinamic, blocurile fiind înlănţuite prin adrese disc referitoare la începutul zonei partajate.

Elementele de catalog pot fi aranjate în ordine alfabetică sau în ordinea intrărilor în bibliotecă. Ori de cîte ori un catalog se umple, el poate fi mărit cu un număr de blocuri din zona partajată, obţinute în mod dinamic. De ase-

menea elementele unui catalog pot constitui puncte de intrare pentru cataloagele seturilor filiale ataşate elementelor respective.

În felul acesta, se poate defini un număr variabil de nivele în măsura în care există spaţiu disponibil în zona partajată.

Pentru rutinele sistem cu mai multe faze (încărcabile în memorie într-o zonă tranzitorie a sistemului, fază după fază), ca o exemplificare a celor spuse înainte, se utilizează o structură pe patru nivele :

— nivelul 1 : biblioteca rutinelor sistem din catalogul primar ;

— nivelul 2 : elementul de catalog din setul filial ataşat bibliotecii rutinelor sistem ;

— nivelul 3 : setul filial al rutinei multifază ;

— nivelul 4 : blocurile din zona partajată ce aparţin fiecărui membru din setul filial.

Această structură de arbore şi implantarea ei în zona partajată sînt reprezentate în figura 3.

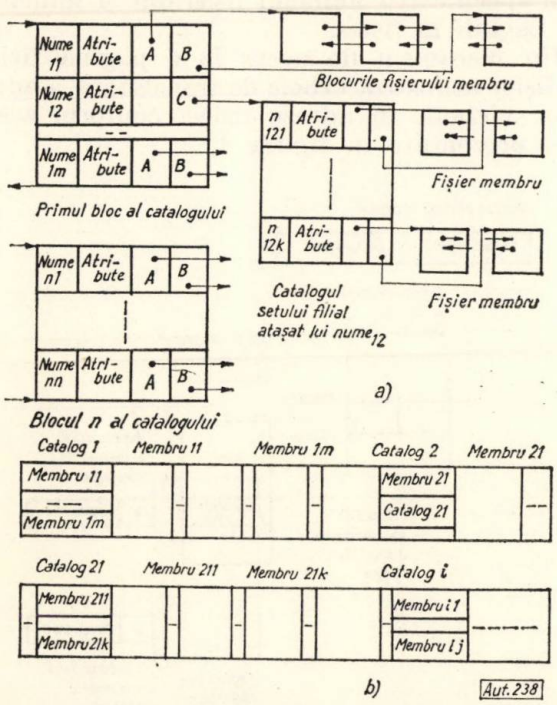


Fig. 3. Organizarea bibliotecilor sistemului de operare : a) structura de arbore a bibliotecii cu elemente dublu înlănţuite :

A — adresă început fişier ; B — adresă sfîrşit fişier ; n — nume ; C — adresă catalog set filial ; b) implantarea cataloagelor şi fişierelor în zona partajată.

Obţinerea unui timp optim de căutare a unei rutine tranzitorii a sistemului de operare depinde de modul de implantare a blocurilor catalogului bibliotecii de rutine sistem în zona partajată. Pentru această bibliotecă s-a utilizat soluţia preconizată de Patt [5], în care nodurile terminale (aici blocurile catalogului de fişiere membre) au probabilităţi egale de căutare (sînt amplasate pe acelaşi cilindru). La iniţializarea bibliotecii se construiesc şi toate blocurile catalogului de fişiere membre. Căutarea unui element de catalog se face numai printr-o poziţionare a braţului cu capetele de citire.

Pentru celelalte biblioteci, elementele de catalog sînt plasate oriunde în zona partajată (chiar pe cilindri diferiţi), utilizîndu-se soluţia adoptată de Hu şi Tucker [9].

3. *Biblioteci de module în format binar*

În acest sistem de operare, formatul intern al fişierelor catalogate în binar este IMT (Imagine Memorie Translatabilă) sau IMA (Imagine Memorie Absolută). S-a părăsit formatul BT (Binar Translatabil) al modulelor catalogate, compilatoarele putînd obţine la ieşire :

— fie format IMA, direct executabil (fişiere fără referinţe externe), fără a mai fi necesară editarea de legături ;

— fie format IMT (fişiere cu referinţe externe), cu utilizarea editării de legături.

Prin utilizarea unor cartele de comandă speciale se pot defini structuri de segmente, bibliotecile conţinînd numai segmente, modificările aduse unui segment neantrenînd operaţii de reeditare a celorlalte segmente din structură.

4. *Organizarea bibliotecilor de fişiere în format sursă*

În alegerea organizării unei astfel de biblioteci s-a avut în vedere atît ocuparea unui spaţiu cît mai redus pe disc, cît şi micşorarea timpului de căutare şi actualizare a unui fişier sursă.

Spre deosebire de SIRIS II, unde articolele unui fişier sursă au o lungime fixă de 80 de octeţi (corespunzătoare unei cartele), în noul sistem de operare lungimile articolelor sînt variabile, eliminîndu-se din înregistrare toate spaţiile inutile. Un articol are următoarea structură :

— lungimea întregului articol ;

— pointer către primul element al înregistrării reale ;

— listă de descriere a structurii de spaţii a înregistrării ;

— înregistrarea propriu-zisă sub o formă compactă ;

— secvenţa înregistrării.

În noul sistem de operare, şirurile de joburi de intrare, culese de la diverse dispozitive terminale, sînt memorate în format sursă în biblioteci de intrare ale sistemului, după clase şi priorităţi ; prin compactarea înregistrărilor se cîştigă un spaţiu important, un fişier sursă ocupînd, în medie, un spaţiu pe disc de 2—3 ori mai mic decît cel ocupat de acelaşi fişier în sistemul SIRIS II, aşa cum s-a determinat prin experimentare.

Pentru micşorarea timpului de căutare, fiecare fişier are o structură de arbore cu elemente dublu înlănţuite, fiecare bloc conţinînd o grupare de înregistrări compactate. Secvenţa înregistrării joacă rolul de cheie de acces. Lo-

calizarea blocului în care se găseşte înregistrarea se face printr-o metodă de randomizare, iar localizarea sa în bloc, prin căutare secvenţială. Adăugarea unor înregistrări la fişier se face prin crearea unui nou nivel ataşat blocului în care se face modificarea.

5. *Protecţia fişierelor*

Schematic, aceasta are loc:

a) la nivel de membru, concretizîndu-se prin:

— protecţia fişierului unui utilizator faţă de altul;

— protecţia fişierului la partajarea sa de către utilizatori neautorizaţi;

— restrîngerea accesului la un număr determinat de fişiere etc.;

În general, atributele unui element de catalog conţin informaţii referitoare la protecţia acestuia;

b) la nivel de bloc.

Structura de elemente dublu înlănţuite a unui fişier permite efectuarea de operaţii simultane asupra mai multor blocuri ale fişierului de către mai mulţi utilizatori. În cursul actualizării unui element este necesar ca blocurile cu care acesta se înlănţuie să nu fie modificate de alţi utilizatori. Pentru preîntîmpinarea interblocării (deadlock-ului), s-au introdus în etichetele blocurilor nişte indicatori de blocare/deblocare a accesului la blocurile anterior şi posterior celui curent. În momentul în care se cere accesul la un nou bloc, se eliberează blocul curent.

Protecţia unui bloc se poate obţine, la nivel utilizator, şi prin utilizarea unor macroinstrucţiuni speciale de protejare.

6. *Programe bibliotecar*

Construirea întregii organizări a fişierelor din sistem, precum şi gestiunea informaţiilor conţinute în acestea, cad în sarcina programelor bibliotecar. În noul sistem de operare se utilizează un program bibliotecar pentru modulele catalogate în format binar şi un altul pentru modulele catalogate în format sursă. Acestea au ca sarcini:

— crearea şi distrugerea unor biblioteci;

— alocarea spaţiului pe disc;

— crearea şi distrugerea de cataloage;

— crearea şi distrugerea de membri ai bibliotecilor sau seturilor filiale;

— actualizarea bibliotecilor, cataloagelor şi membrilor;

— editarea conţinutului cataloagelor sau membrilor acestora;

— schimbarea structurii fişierelor membre etc.

V. Structuri de fişiere virtuale

În prezentarea unor sisteme de fişiere o deosebită importanţă o capătă, în ultimii ani, conceptul de memorie virtuală, în cadrul sistemelor de operare în multiprogramare sau time-sharing [15], [16], [17].

Într-un astfel de sistem trebuie să se facă deosebire între adresa logică, generată de un program, şi adresa fizică a blocului de pe disc ce conţine informaţia dorită.

Spaţiul pentru fişiere se consideră structurat în pagini (blocuri de lungime fixă alocate pe disc) şi segmente (porţiuni de memorie virtuală, de lungime variabilă, ce pot fi împărţite sau nu în pagini). Paginarea este în general transparentă, din punct de vedere logic, programatorului, putînd fi considerată ca un mecanism de gestiune a memoriei. Segmentarea poate fi sau nu vizibilă programatorului şi se utilizează pentru structurarea programelor şi informaţiilor. -

Memoria virtuală a unui utilizator poate fi considerată ca un subset al spaţiului virtual alocat tuturor fişierelor. Fiecare pagină virtuală poate fi asociată unei pagini de fişier, prin specificarea numelui fişierului şi numărului paginii în fişier.

Un mecanism de acces la o pagină fizică de fişier utilizează tabele de translatare a adreselor virtuale în adrese fizice, conform schemei prezentate în figura 4.

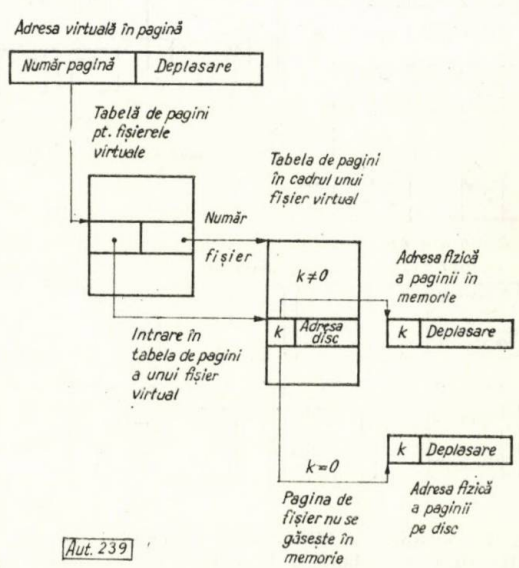


Fig. 4. Mecanismul de acces la o pagină fizică de fişier.

Pentru mărirea performanţelor de intrare/ieşire, paginile virtuale ale fişierelor pot avea aceeaşi structură cu paginile reale, aduse în memorie. Paginile virtuale ale utilizatorului pot fi amplasate pe disc secvenţial, în ordinea în care acestea sînt scoase din memorie de algoritmul de înlocuire a paginilor.

Localizarea unei pagini pe disc poate fi, în acest caz, costisitoare ca timp. Rezultatele mai bune se obţin printr-o memorare şi localizare a paginilor conform unei proceduri de hashing.

Organizarea şi exploatarea unor fişiere virtuale constituie o problemă mai simplă ce depăşeşte cadrul acestui articol. Pentru o capacitate de memorie extinsă (512 ko) sau chiar pentru 256 ko şi utilizînd discuri de mare capacitate (sute de milioane de octeţi) se poate implementa un sistem de fişiere virtuale şi la calculatoarele medii din gama FELIX.

VI. Concluzii

Studiile şi cercetările prezentate în articolul de faţă privind organizarea unui sistem de fişiere pentru un sistem de operare orientat către multiprogramare au fost finalizate cu succes, sistemul utilizînd şi lucrînd cu biblioteci şi fişiere de organizare similară celei prezentate.

Aceasta nu constituie decît un prim început pe calea dezvoltării unui sistem de operare orientat către multiprogramare pentru gama de calculatoare FELIX, intenţia autorului fiind de a continua cercetările începute pentru o finalizare ulterioară.

BIBLIOGRAFIE

[1] Sussenguth, E. H. Jr. *Use of the structures for processing files.* Comm. of the ACM 6,5 (mai 1963), p. 272—279.

[2] Hsiao, D. şi Harary F. *A formal system for information retrieval from files.* Comm. of the ACM 13,2 (feb 1970) p. 67—73.

[3] Arora, S. R. şi Dent, W. T. *Randomized binary search technique.* Comm. of the ACM 12,2 (feb 1969), p. 77—80.

[4] Mullin, K. J. *An improved index sequential acces method using hashed overflow.* Comm. of the ACM 15,5 (mai 1972), p. 301—307.

[5] Patt, Y. *Variabile length tree structures having minimum average search time.* Comm. of the ACM 12,2 (feb 1969), p. 72—76.

[6] Patt, Y. *Minimum search tree structures for data partitioned into pagea.* IEEE Transactions on Computers, vol, C—21, nr. 9, sept 1972.

[7] Stanfel, L. A. *comment on optimum tree structures.* Comm. of the ACM 12,10 (oct 1969) p. 582.

[8] Stanfel, L. E. *Tree structures for optimal searching.* Journal of the ACM 17,3 (iulie 1970), p. 508—517.

[9] Hu, T. C. *A comment on the double-chained tree.* Comm. of the ACM 15,4 (aprilie 1972), p. 276.

[10] Kennedy S.A. *A note on optimal doubly-chained trees.* Comm. of the ACM 15,11 (nov 1972), p. 997—998.

[11] Coffman, E. G. Jr. şi Eve, J. *File structures using hashing functions.* Comm. of the ACM 13,7 (iulie 1970), p. 427—432, 436.

[12] Dijkstra, E. W. *The structure of the „THE"-multiprogramming system.* Comm. of the ACM 11,5 (mai 1968), p. 341—346.

[13] Habermann A.N. *Prevention of system deadlocks* Comm. of the ACM 12,7 (iunie 1969), p. 373—377, 385.

[14] *Bobrow,* G.D., *Burchfiel, D. J. TENEX, a paged time-sharing system for the PDP—10.* Comm. of the ACM 15,3 (mart 1972), p. 135—143.

[15] Meyer, R. A. şi Seawright, L.H. *A virtual machine time—sharing system.* IBM Systems Journal 9, nr. 3 (1970), p. 199—218.

[16] Shedler, G. S. şi Yang, S.C. *Simulation of a model of paging system performance.* IBM Systems Journal 10, nr. 2 (1971), op. 113—128.

[17] Parmelee, R. P., Peterson T. I, Tillman C.C., Hatfield. D. J. *Virtual storage and virtua machine concepts.* IBM Systems Journal 11, nr. 2(1972) p. 99—130.

[18] — 3073 E/Fr IRIS 50 : *Système de gestion des fichiers,* Manuel d'utilisation, 1972.

[19] — IBM System/360 Operating System : *Data Management,* Form C28—6537—2, 1971.

[20] Watson, R. W. Time-sharing system design concepts. New York, McGraw Hill, 1970.

GABRIEL IONESCU şi MIHAIL ALGIU*

Generarea pe calculator a unor semnale de probă pentru identificarea proceselor

Metodele de identificare a proceselor automatizate se pot împărţi în două mari categorii :

a) metode active, care implică aplicarea intenţionată a unor semnale de testare în scopul obţinerii informaţiei necesare identificării ;

b) metode pasive, care folosesc pentru identificare mărimile care intervin în funcţionarea normală a proceselor.

Metodele active, printre primele utilizări, prezintă avantaje importante prin faptul că, prin alegerea convenabilă a semnelor, se poate obţine direct informaţia utilă determinării caracteristicilor procesului, eliminîndu-se sau reducîndu-se la limite acceptabile influenţa perturbaţiilor, ceea ce micşorează considerabil efortul de calcul şi ridică sensibil precizia identificării. Ca urmare, deşi necesită operaţii în plus faţă de cele pasive — generarea şi aplicarea semnalelor la proces — metodele active prezintă o importanţă deosebită atît pentru identificarea off-line, cît şi pentru cea on-line.

Printre semnalele de testare care întrunesc calităţile necesare pentru obţinerea avantajelor principiale menţionate, precum şi altele legate de efectuarea practică a determinărilor, se înscriu în primul rînd semnalele pseudoaleatorii binare. Datorită acestor calităţi, ele au fost amplu studiate şi în literatură au fost publicate diverse metode de sinteză şi de generare practică a lor [1], [2], [3].

* Dr. ing. *G. Ionescu* lucrează la Facultatea de automatică din Bucureşti, iar ing. *M. Algiu* la Institutul de cercetări şi proiectări automatizări (I. P. A.).

Importanţa acestor semnale este ilustrată şi de faptul că au fost create generatoare specializate de semnale pseudoaleatorii binare. Generatoarele construite, avînd ca element principal un registru de deplasare cu reacţie, sînt destinate mai ales unor scopuri de laborator, aplicaţiile lor industriale fiind mai frecvente pentru identificarea off-line decît pentru cea on-line.

În cazul unui proces condus prin calculator, în care identificarea constituie unul dintre obiectivele principale, utilizarea semnalelor pseudoaleatorii poate fi mult facilitată şi totodată poate spori considerabil eficienţa identificării, aplicînd de exemplu metoda on-line expusă în [2].

Posibilităţile oferite de calculator pot asigura atît condiţii mult mai bune de generare a unor semnale cu parametrii adecvaţi identificării unui anumit proces, cît şi o elasticitate mult mai mare în variaţia automată a acestor parametri, decît un generator de semnale de tipul celor amintite.

Ca urmare, apare interesantă elaborarea unor algoritme şi programe pentru generarea semnalelor pseudoaletorii cu ajutorul calculatoarelor. Trebuie subliniat totodată că tehnica aceasta a generării semnalelor pseudoaleatorii pe calculator, completată cu algoritmele şi programele pentru efectuarea identificării propriu-zise, va permite utilizarea calculatorului în scopuri de cercetare şi proiectare, pentru analiza completă a metodelor de identificare prin modelarea numerică a proceselor.

1. Algoritmul de generare a semnalelor pseudoaleatorii binare

Pentru elaborarea algoritmelor de generare se pleacă de la caracteristicile generale ale semnalelor pseudoaleatorii binare, expuse pe larg în [2], [3] şi rezumate succint în cele ce urmează.

Semnalele binare pseudoaletorii se prezintă sub forma unor succesiuni de valori binare distribuite în timp după o anumită lege şi care se repetă cu o perioadă dată.

Atribuind celor două nivele ale semnalului valorile (+1, −1) şi discretizînd semnalul cu pasul Δ, corespunzător celui mai mic interval de timp la care are loc o comutare de la un nivel la altul în cursul unei perioade, va rezulta o succesiune de valori binare $a_0, a_1, \ldots a_{N-1}$ avînd următoarele proprietăţi;

a) numărul de termeni din succesiunea dată care au valoarea −1 excede cu o unitate faţă de numărul de termeni care au valoarea +1, astfel că:

$$\sum_{n=0}^{N-1} a_n = -1; \qquad (1)$$

b) produsul, termen cu termen, al succesiunii date cu o permutare ciclică a sa generează o altă permutare ciclică, respectiv:

$$(a_0, a_1, \ldots . a_{N-1})\,(a_k, a_{k+1} \ldots . .,$$

$$a_{N-k-1}) = (a_0 . a_k \cdot a_1 . a_{k+1} \ldots a_{N-1} \cdot$$

$$a_{N-k-1}) = (a_j, a_{j+1}, \ldots, a_{N-1-j})$$

pentru $K = 1,2 \ldots, N-1.$ (2)

Satisfăcînd relaţiile (1) şi (2), succesiunea a_0, a_1, a_{N-1} şi, respectiv, semnalul din care a fost dedusă au o funcţie de autocorelaţie care permite rezolvarea simplă a ecuaţiei Wiener-Hopf, relaţie fundamentală pentru identificarea cu semnale aleatorii. Într-adevăr, calculînd funcţia de autocorelaţie, rezultă:

$$R_{aa}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 = 1 \text{ pentru } k = 0, \qquad (3)$$

$$R_{aa}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n a_{n+k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n+j} = -\frac{1}{N}$$

pentru $0 < k < N.$ (4)

Avînd în vedere proprietăţile menţionate, succesiunile $a_0, a_1, \ldots a_{N-1}$ pot fi obţinute prin relaţii de recurenţă liniare. Pe acest principiu se bazează generatoarele de semnale pseudoaleatorii realizate în circuite liniare secvenţiale de tipul registrelor de deplasare cu reacţie.

Pentru generarea pe calculator a unor succesiuni binare pseudoaleatorii, satisfăcînd (1), (2), (3), (4), se pot folosi direct relaţii de recurenţă liniare sub forma lor generală. Cu scopul de a permite o comparaţie şi o utilizare similară cu semnalele furnizate de generatoarele amintite mai sus, s-a considerat avantajos să se formuleze algoritmele de generare pornind de la descrierea matematică a funcţionării circuitelor liniare secvenţiale.

Considerînd un registru de deplasare alcătuit din n etaje, caracterizat prin vectorul x al celor n variabile de stare putînd lua valorile binare 0, 1 şi prin matricea de tranziţie Φ, funcţionarea sa este descrisă de ecuaţia de stare:

$$x_{k+1} = \Phi x_k. \qquad (5)$$

Ecuaţia (5) corespunde unei funcţionări autonome a registrului, adică la intrarea acestuia nu funcţionează nici o altă mărime afară de reacţie.

Elementele matricei Φ iau valorile 0 sau 1 potrivit relaţiilor existente între variabilele de stare la două momente succesive k şi $k + 1_0$, corespunzătoare comenzilor sincrone date de generatorul de tact.

Dacă x_0 este vectorul stării iniţiale, se vede uşor că:

$$x_{k+1} = \Phi^k x_0. \tag{6}$$

Din (5) şi (6) se deduce că succesiunea în timp a oricăreia dintre componentele vectorului de stare este complet determinată dacă sînt date Φ şi x_0.

Relaţia (6) evidenţiază că valorile vectorului de stare se succed cu o anumită periodicitate, în sensul că după un aumit număr de tacte N se poate regăsi starea iniţială oricare ar fi aceasta:

$$\Phi^N x_0 = x_0 \tag{7}$$

adică:

$$\Phi^N = I. \tag{8}$$

Perioada N a matricei Φ poate fi determinată cunoscînd polinomul său caracteristic:

$$P(x) = \det(\Phi - xI) \tag{9}$$

şi determinînd cel mai mic întreg N pentru care x^{N-1} se divide modulo 2 cu $P(x)$. Perioada maximă pentru o matrice Φ, $n \times n$, are valoarea $N = 2^N - 1$ şi pentru a obţine o astfel de periodicitate este necesar ca polinomul caracteristic $P(x)$ să fie ireductibil (modulo 2) şi să nu fie un divizor pentru $x^k - 1$, unde $k < 2^n - 1$. Dacă nu sînt îndeplinite aceste condiţii, apar perioade inferioare celei de lungime maximă, $N < 2^n - 1$.

Din cele arătate rezultă că, alegînd polinomul caracteristic $P(x)$ şi construind pe baza lui matricea Φ, se poate obţine o succesiune pseudoaleatorie generată prin relaţii de recurenţă liniare, conform cu (5), (6).

Considerînd expresia generală a polinomului caracteristic:

$$P(x) = x^n + c_1 x^{n-1} + \cdots + c_{n-1} x + c_n, \tag{10}$$

matricea Φ corespunzătoare este de forma:

$$\Phi = \begin{vmatrix} c_1 & c_2 & \cdot & c_{n-1} & c_n \\ 1 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & 1 & 0 \end{vmatrix} \tag{11}$$

Pentru ca o succesiune binară să fie pseudoaleatorie, ordinea valorilor $a_0, a_1, \ldots a_N$ nu este specificată, ea putînd fi aleasă arbitrar, cu condiţia însă ca întreaga succesiune să satisfacă proprietăţile (1) şi (2).

Se desprinde astfel concluzia că există multiple posibilităţi de a genera o succesiune pseudoaleatorie de perioada dată N, folosind diverse polinoame $P(x)$ şi matricele asociate. Din aceste posibilităţi se preferă cele care determină succesiuni de perioadă maximă, întrucît perioadei respective îi corespunde polinomul generator de gradul cel mai mic, respectiv matricea cu numărul minim de elemente. Această concluzie, valabilă în cazul generatoarelor deoarece conduce la registre de deplasare cu număr redus de etaje, îşi păstrează valabilitatea şi la generarea pe calculator, asigurînd utilizarea raţională a acestuia.

Tabela 1

Gradul n	Polinomul ireductibil $P(x)$	Perioada
3	$x^3 + x + 1$	7
4	$x^4 + x + 1$; $x^4 + x^3 + 1$	15
5	$x^5 + x^2 + 1$; $x^5 + x^3 + 1$	31
6	$x^6 + x + 1$	63
7	$x^7 + x^3 + 1$	127
9	$x^9 + x^4 + 1$	511
10	$x^{10} + x^3 + 1$	1 023
11	$x^{11} + x^2 + 1$	2 047
15	$x^{15} + x + 1$	32 767
20	$x^{20} + x^3 + 1$	1 048 575

În tabela 1 sînt date cîteva polinoame ireductibile modulo 2 de diverse grade, care permit obţinerea unor succesiuni pseudoaleatorii binare de perioadă maximă între limitele $N = 2^3 - 1 = 7$ şi $N = 2^{20} - 1 = 1\,048\,575$.

În cele expuse sînt cuprinse toate elementele care alcătuiesc algoritmul generării pe calculator a succesiunilor pseudoaleatorii binare, permiţînd scrierea organigramei şi a programului.

Astfel, admiţînd că se urmăreşte generarea unei succesiuni de perioade N, din tabela 1 sau din [4] unde sînt tabelate un număr mare de polinoame se alege polinomul ireductibil de grad n astfel ca $N \leqslant 2^n - 1$ şi, cu (11), se formează matricea asociată Φ.

Considerînd starea iniţială x_0, alcătuită din n componente, de forma:

$$x_0 = 1,0,\ldots,0)^T \tag{12}$$

şi efectuînd succesiv operaţia (5) pentru $k = 0,1, \ldots, N-1$, se obţine succesiunea dorită. Se pot adopta orice alte combinaţii de valori 0 şi 1 pentru componentele stării iniţiale şi va rezulta aceeaşi succesiune, însă cu o altă ordine a valorilor pe parcursul unei perioade; este ceea ce se numeşte o variantă întîrziată în raport cu cea care rezultă luînd pe x_0 ca în (12).

Pentru ilustrare se va lua cazul unei succesiuni cu $N = 31$, pentru generarea căreia din tabela 1 se alege un polinom de gradul $n = 5$ $(31 = 2^5 - 1)$;

$$P(x) = x^5 + x^2 + 1. \tag{13}$$

Matricea Φ, asociată acestui polinom, este:

$$\Phi = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} \tag{14}$$

iar succesiunea căutată este dată de valorile oricăreia dintre componentele vectorului x_{k+1} ordonate după tactele $k = 0,1,...,30$. De exemplu

$$x_{k+1} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} k \\ \\ \\ \\ \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} \tag{15}$$

De regulă, fiind necesare, succesiv, valorile pentru toate tactele k, se pot aplica relaţiile iterative:

$$\begin{aligned} x_1 &= \Phi x_0 \\ x_2 &= \Phi x_1 \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ x_{N-1} &= \Phi x_{N-2} \end{aligned} \tag{16}$$

În figura 1 este reprezentată organigrama de generare a succesiunilor pseudoaleatorii binare pe baza algoritmului prezentat.

Simbolurile IL, JF (I, J), IX(I), IM2, IM şi M au următoarea semnificaţie: $IL = n$; $JE(I, J) = \Phi$; $IX(I) = IM2 = 2^n$, $IM = 2^n - X$, şi $M = 1,2,...,IM$ corespunde tactului $K = 0,1.2,...,N-1$ din relaţia (5).

Porţiunea din organigramă cuprinsă între punctele a şi b are drept scop obţinerea succesiunii de valori binare $+1$, -1 care, din punct de vedere al funcţiei de autocorelaţie [1], [2], prezintă proprietăţi mai avantajoase pentru identificare decît succesiunea de valori 1,0.

Acest mod de scriere a organigramei a ţinut seamă de posibilitatea utilizării primei părţi (deci şi a programului pînă la punctul a) şi în cazul generării semnalelor pseudoaleatorii la mai multe nivele, aşa cum se va vedea mai departe.

De la punctul b, în continuare, organigrama se referă la modul de scriere a succesiunii generate. În acest sens există două posibilităţi. Una dintre acestea este aceea din figura 1, prin care sînt tipărite, sub formă de coloană, valorile primei din cele n componente ale vectorului de stare x în ordinea tactelor $k = 0, 1, ..., N-1$. O a doua posibilitate care cuprinde o scriere mai economică, succesiunea generată fiind tipărită sub forma de tabelă cu cîte 20 de valori pe rînd, este prezentată în organigrama din figura 2 care se poate racorda la aceea din figura 1 în punctul c.

În organigrama din figura 2, k_1 reprezintă numărul rîndului de scris, k_2 numărul de elemente pe rînd, k_3 numărul elementelor scrise, k_4 numărul primului element pe rînd şi k_5 numărul ultimului element pe rînd.

Simultan cu tipărirea valorilor succesiunii are loc şi transferul în memorie al valorilor binare corespunzătoare.

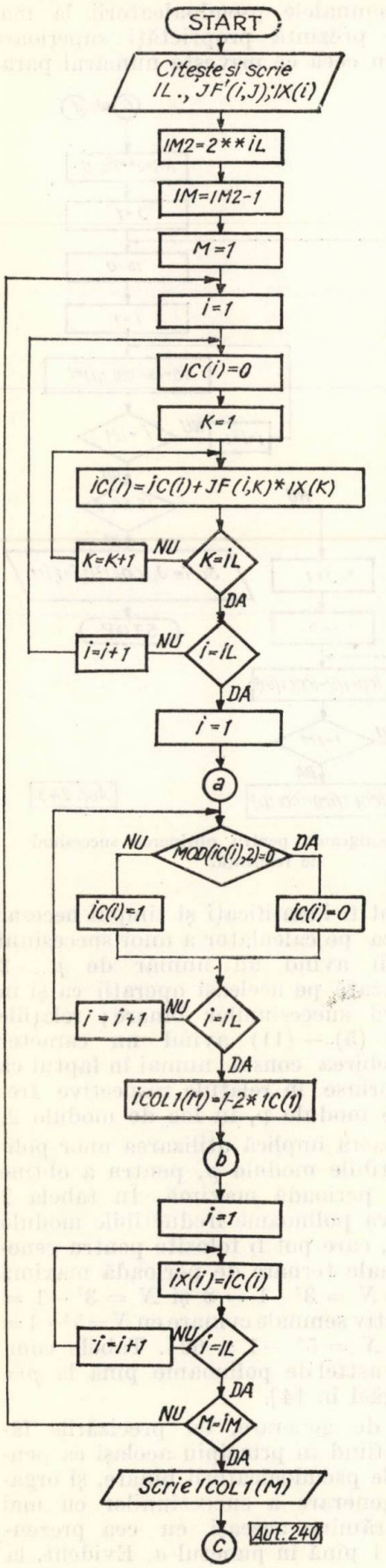
2. Generarea variantelor întîrziate

Metodele de identificare bazate pe procedee de corelaţie [2], necesitînd determinarea funcţiilor de intercorelaţie între intrare şi ieşire $R_{x_e x_i}(\tau)$, pentru diverse valori ale parametrului τ care exprimă decalajul temporal dintre valorile intrării şi ieşirii introduse în calcul, implică posibilitatea de a efectua sistematic decalarea unuia dintre cele două semnale.

Periodicitatea şi caracterul discret al semnalelor pseudoaleatorii binare permit evidenţierea simplă a unui semnal cu o anumită succesiune a valorilor, considerat ca referinţă, şi a unor variante identice ca succesiune pe ansamblul unei perioade, dar decalate cu un anumit număr de tacte faţă de cel de referinţă. Considerînd acest decalaj ca fiind o întîrziere, semnalele decalate sînt denumite variante întîrziate ale semnalului de referinţă. De altfel, proprietatea de a putea obţine cu uşurinţă variante întîrziate constituie unul dintre principalele motive care au condus la utilizarea atît de frecventă a semnalelor pseudoaleatorii în problemele de identificare.

În cazul generării pe calculator a succesiunilor pseudoaleatorii binare, generarea de variante întîrziate este realizată foarte uşor dat fiind faptul că toare valorile succesiunii sînt memorate. Luînd ca referinţă succesiunea corespunzătoare primei componente a vectorului de stare x, respectiv cea tipărită conform organigramelor precedente, aceasta va fi de forma $a_0, a_1 ..., a_j, a_{j+1}, ...a_{N-1}$. O variantă întîrziată cu j tacte, adică $a_j, a_{j+1}..., a_{N-1}, a_0, a_1 ... a_{j-1}$ se va putea obţine, conform organigramei din figura 3, printr-o simplă citire a valorilor înscrise în memorie începînd cu celula în care a fost înscrisă valoarea a_j şi parcurgînd în ordinea j, $j + 1$, $j + 2$,... celelalte celule.

◄ Fig. 1. Organigrama pentru generarea succesiunilor binare.



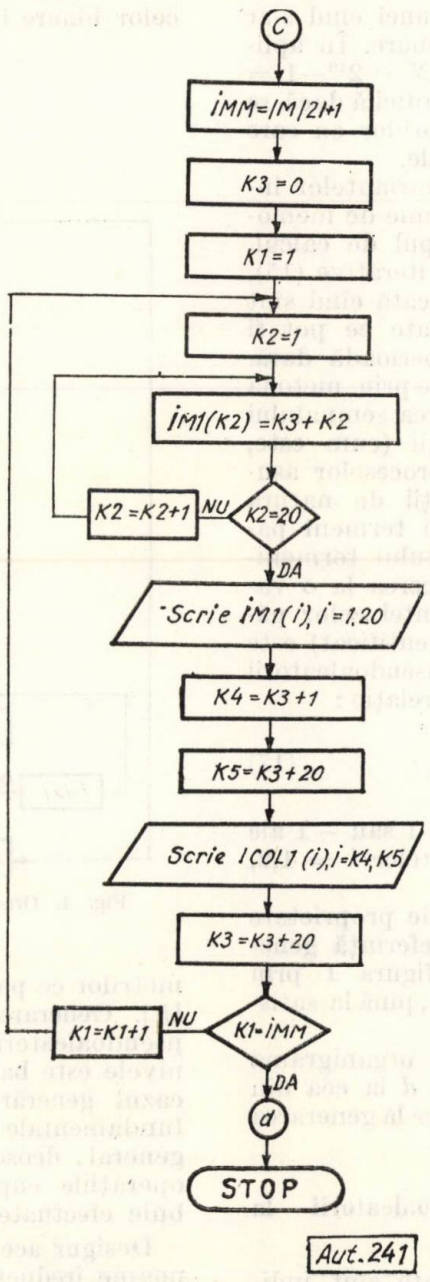


Fig. 2. Organigrama pentru scrierea succesiunii generate.

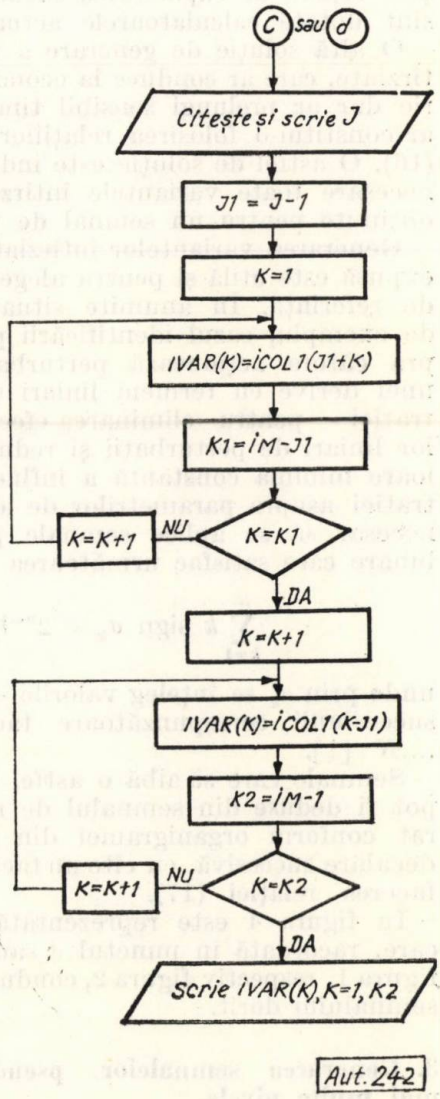


Fig. 3. Organigrama pentru generarea variantelor întîrziate.

Organigrama pentru obținerea variantelor întîrziate din figura 3 poate fi racordată la cea principală din figura 1, în punctul *c* sau în punctul *d*.

În această etapă se reliefează mai pregnant avantajul generării semnalelor pseudoaleatorii pe calculator. Obținerea variantelor întîrziate este apreciabil simplificată față de generatoarele cu registre de deplasare, în cazul cărora selectarea directă a oricărei variante întîrziate a unui semnal de perioadă dată nu este posibilă, deoarece necesită aplicații de calcul și de generare a unor variante intermediare asupra cărora ar urma să se aplice mai multe funcții logice prin care să se ajungă la varianta căutată.

Desigur această uşurinţă a generării variantelor întîrziate ar implica utilizarea unui volum relativ mare de memorie atunci cînd s-ar folosi succesiuni cu perioade N mare. În aplicaţiile practice de identificare $N = 2^{10}-1 = 1\,023$ şi deci problema nu este dificilă dacă se ţine seamă de capacitatea memoriilor cu care sînt dotate calculatoarele actuale.

O altă soluţie de generare a variantelor întîrziate, care ar conduce la economie de memorie dar ar prelungi sensibil timpul de calcul, ar constitui-o folosirea relaţiilor iterative (15), (16). O astfel de soluţie este indicată cînd sînt necesare toate variantele întîrziate ce pot fi obţinute pentru un semnal de perioadă dată.

Generarea variantelor întîrziate prin metoda expusă este utilă şi pentru alegerea semnalului de referinţă. În anumite situaţii (cum este, de exemplu, cazul identificării proceselor asupra cărora acţionează perturbaţii de natura unei derive cu termeni liniari şi termeni pătratici — pentru eliminarea efectului termenilor liniari de perturbaţii şi reducerea la o valoare minimă constantă a influenţei celor pătratici asupra parametrilor de identificat) este necesar să se aplice semnale pseudoaleatorii binare care satisfac următoarea relaţie :

$$\sum_{k=1}^{N} k \text{ sign } a_k = 2^{n-1}, \qquad (17)$$

unde prin a_k se înţeleg valorile $+1$ sau -1 ale succesiunii corespunzătoare tactelor $k = 1,2, \ldots,N$ [1].

Semnale care să aibă o astfel de proprietate pot fi deduse din semnalul de referinţă generat conform organigramei din figura 1 prin decalare succesivă, cu cîte un tact, pînă la satisfacerea relaţiei (17).

În figura 4 este reprezentată organigrama care, racordată în punctul c sau d la cea din figura 1, respectiv figura 2, conduce la generarea semnalului dorit.

3. Generarea semnalelor pseudoaleatorii la mai multe nivele

Semnalele pseudoaleatorii binare sînt indicate pentru identificarea proceselor liniare, ele permiţînd determinarea, prin procedee de corelaţie, a funcţiilor pondere ale acestora. Pentru identificarea proceselor neliniare, în sensul obţinerii unor modele sub forma de serii Wiener — Volterra, sînt mai avantajoase semnalele pseudoaleatorii la mai multe nivele de exemplu cele ternare corespunzînd nivelelor $+1$, 0, -1 sau cele cvinare cu nivelele $+2$, $+1$, 0, -1, -2. Determinarea nucleelor seriilor Wiener-Volterra, prin care se pot reprezenta anumite clase de procese neliniare, presupune folosirea nu numai a funcţiilor de corelaţie ale semnalelor de testare ci şi a unor momente de ordin superior şi, din acest punct de vedere, semnalele pseudoaleatorii la mai multe nivele prezintă proprietăţi superioare celor binare în ceea ce priveşte numărul parametrilor ce pot fi identificaţi şi timpul necesar [5]. Generarea pe calculator a unor succesiuni pseudoaleatorii avînd un număr de $p > 2$ nivele este bazată pe aceleaşi operaţii ca şi în cazul generării succesiunilor binare; relaţiile fundamentale (5) — (11) avînd un caracter general, deosebirea constă numai în faptul că operaţiile cuprinse în relaţiile respective trebuie efectuate modulo p, în loc de modulo 2.

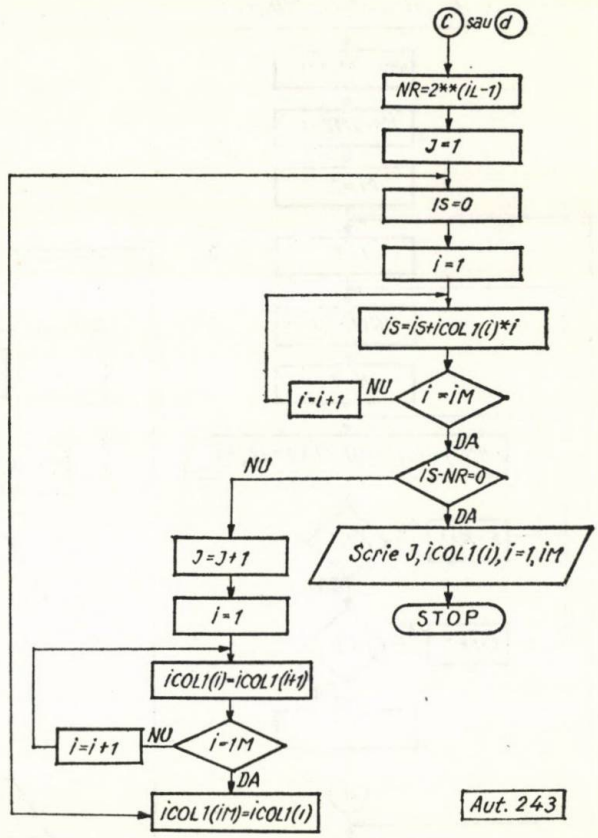


Fig. 4. Organigrama pentru obţinerea succesiuni de referinţă.

Desigur aceasta implică utilizarea unor polinoame ireductibile modulo p, pentru a obţine succesiuni de perioadă maximă. În tabela 2 sînt date cîteva polinoame ireductibile modulo 3 şi modulo 5, care pot fi folosite pentru generarea de semnale ternare de perioadă maximă între limitele $N = 3^2-1 = 8$ şi $N = 3^7-1 = 2\,186$, respectiv semnale cvinare cu $N = 5^2-1 = 24$ pînă la $N = 5^4-1 = 624$. Tabele complete ale unor astfel de polinoame pînă la $p = 11$ se pot găsi în [4].

Algoritmul de generare, cu precizările făcute mai sus, fiind în principiu acelaşi ca pentru succesiunile pseudoaleatorii binare, şi organigrama de generare a succesiunilor cu mai multe nivele rămîne aceeaşi cu cea prezentată în figura 1 pînă în punctul a. Evident, la

Tabela 2

p	Gradul n	Polinomul ireductibil $P(x)$	Perioada
3	2	$x^2 + 2x + 1$; $x^2 + x + 1$	8
	3	$x^3 + x + 2$; $x^3 + x^2 + 2x + 2$	26
	4	$x^4 + 2x + 1$; $x^4 + x + 1$	80
	5	$x^5 + x + 2$; $x^5 + x^2 + 2x + 2$	242
	6	$x^6 + 2x + 1$; $x^6 + x + 1$	728
	7	$x^7 + 2x^2 + x + 2$; $x^7 + 2x^2 + 2$	2 186
5	2	$x^2 + 2x + 2$; $x^2 + x + 3$	24
	3	$x^3 + 3x^2 + 2$	124
	4	$x^4 + 3x^3 + x + 2$	624

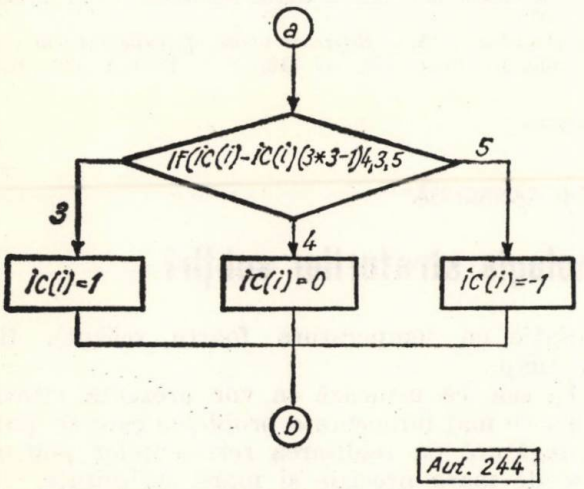


Fig. 5. Organigrama pentru obţinerea succesiunilor ternare.

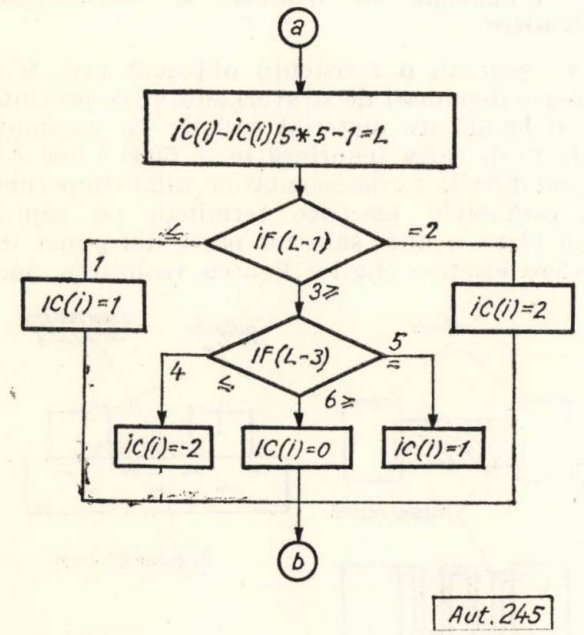


Fig. 6. Organigrama pentru obţinerea succesiunilor cvinare.

alcătuirea tabelei IF (IJ), care reprezintă matricea Φ, se va ţine seamă de valorile coeficienţilor $c_1 \ldots c_n$ aşa cum apar în expresia polinomului caracteristic. Forma vectorului stării iniţiale poate rămîne aceeaşi ca la succesiunile binare.

Porţiunea de organigramă între punctele *a* şi *b*, care specifică atît operaţii modulo 2 cît şi scrierea succesiunii binare sub forma de valori +1, −1, trebuie înlocuită în funcţie de numărul de nivele p şi de modul de reprezentare a acestor nivele.

În figurile 5 şi 6 sînt date porţiunile de organigramă ce trebuie intercalate între punctele *a* şi *b* în organigrama din figura 1 pentru obţinerea succesiunilor ternare şi, respectiv, cvinare.

Restul organigramei, referitor la modul de tipărire a succesiunii generate, rămîne identic cu cel din figura 1 sau cel din figura 2.

De asemenea, generarea variantelor întîrziate se efectuează întocmai ca la succesiunile binare, astfel încît organigrama din figura 3 îşi păstrează valabilitatea.

4. Întocmirea şi rularea programelor pentru generarea succesiunilor pseudoaleatorii

Pe baza organigramelor prezentate au fost elaborate şi rulate programe pe calculatorul IBM 360, generîndu-se succesiuni pseudoaleatorii binare cu $N = 31 - 1\,023$, ternare cu $N = 26 - 2\,186$ şi cvinare cu $N = 24 - 624$.

În mod similar cu alcătuirea organigramelor a fost elaborat un program general, valabil pentru toate tipurile de succesiuni, în care se pot intercala porţiuni specifice generării succesiunilor binare sau celor cu mai multe nivele.

5. Concluzii

Introducerea pe scară din ce în ce mai largă a calculatoarelor pentru conducerea automată a proceselor oferă posibilităţi sporite pentru obţinerea unor sisteme optime, ci indici de performanţă superiori. O contribuţie importantă pe această linie o poate avea cunoaşterea mai bună a modelului matematic al procesului automatizat. Utilizarea calculatoarelor asigură şi din acest punct de vedere depăşirea unor limite ale metodelor clasice de identificare, aplicate în cazul automatizărilor convenţionale, precum şi dezvoltarea de noi metode cu precizie şi rapiditate mult ameliorate.

În acest sens, în cadrul prezentei lucrări au fost expuse posibilităţile de generare pe calculator a semnalelor de testare pseudoaleatorii care au proprietăţi remarcabile pentru identificarea proceselor. Au fost prezentate algoritmele şi organigramele pentru generarea de succesiuni pseudoaleatorii binare şi cu mai multe nivele.

Analizînd modalităţile de generare pe calculator a succesiunilor menţionate comparativ cu generarea cu ajutorul aparaturii electrice specializate, se constată posibilităţile superi-

oare ale calculatorului, îndeosebi în ceea ce priveşte semnalele cu mai multe nivele şi obţinerea variantelor întîrziate. Aceasta are drept consecinţă extinderea aplicabilităţii metodelor de identificare cu semnale de testare, singurele care, în anumite condiţii, pot furniza informaţii relative despre proces.

Este de observat că generarea pe calculator a semnalelor de testare pseudoaleatorii nu implică o ocupare intensivă a calculatorului, existînd fie posibilitatea generării la cerere pe baza programelor elaborate, fie apelarea la succesiuni înregistrate în prealabil în memoria calculatorului.

În ceea ce priveşte transformarea succesiunilor generate pe calculator în semnale compatibile cu echipamentele de automatizare a procesului, aceasta va fi efectuată folosind aparatura de interfaţă, oricum necesară pentru transmiterea comenzilor de la calculator.

BIBLIOGRAFIE

[1] Barker, H.A. *Choice of pseudorandom binary signals for system identification.* In: Electronics letters nov 1967, vol. 3, nr. 11, p. 524–526.

[2] Penescu, C., Ionescu, G. Tertişco, M., Ceangă, M. *Identificarea experimentală a proceselor automatizare.* Bucureşti, Editura tehnică 1971.

[3] Ionescu, G., Tertişco, M. *Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1968, p. 205–210.

[4] Church, R. *Tables of irreducible polynomial.* În: Ann. math., v. 36, 1935, p. 198–209.

[5] Kichatov, *Yu.* F, Tenengolts, G. N., Dyrikin. V. N. *Nonlinear systems identification with pseudorandom multilevel sequences.* Simposion IFAC, Praga, 1970.

[6] Barker, H.A. *Reference phase of pseudorandom signals.* În: Proc. IEE, vol. 116, nr. 3, 1969, p. 429–435.

ANTON MANOLESCU, ANCA-MANUELA MANOLESCU şi GHEORGHE SAMACHIŞĂ*

Realizarea rezistenţelor de precizie în tehnologia straturilor subţiri

Progresul important înregistrat în ultimii ani de tehnologia depunerii în vid a straturilor subţiri a dus la utilizarea pe scară tot mai largă a componentelor şi circuitelor electronice bazate pe astfel de straturi [1]. Dintre acestea, un loc important îl ocupă rezistenţele peliculare care, datorită preciziei şi stabilităţii ridicate, concurează îndeaproape cu cele mai bune componente discrete echivalente.

Dintre cele mai semnificative proprietăţi ale rezistenţelor obţinute prin tehnologia straturilor subţiri se pot aminti următoarele: a) dimensiuni geometrice mici, datorită cărora rezistenţele obţinute se pretează imediat la utilizarea în circuite microelectronice integrate sau hibride, acolo unde economia de spaţiu prezintă o mare importanţă; b) elemente parazite (inductanţe, capacităţi) foarte mici şi riguros controlabile, fapt care permite utilizarea acestor rezistenţe în circuitele capabile să lucreze la frecvenţe foarte ridicate (microunde); c) precizie mare a valorii realizate, atît în ceea ce priveşte valoarea nominală cît şi în asigurarea unui raport dat între mai multe rezistenţe ale aceluiaşi circuit, proprietate care derivă din posibilitatea de producere simultană şi destul de riguros controlabilă a unui mare număr de rezistenţe pe acelaşi substrat, dar şi din posibilitatea ajustării foarte precise a valorii rezistenţei într-un stadiu final al producerii ei; d) stabilitate foarte bună a valorii rezistenţelor, fie cu temperatura (coeficient de variaţie cu temperatura foarte scăzut), fie în timp.

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva din cele mai importante probleme care se pun în legătură cu realizarea rezistenţelor peliculare de mare precizie şi mare stabilitate.

I. Tehnologia de realizare a rezistenţelor peliculare

În general, o rezistenţă obţinută prin tehnologia depunerii de straturi subţiri se prezintă ca o bandă de material rezistiv cu grosimea extrem de mică (cuprinsă între 50 şi 1 000 Å), avînd diferite forme geometrice, aflată împreună cu contactele electrice terminale pe suprafaţa plană a unui substrat pasiv din punct de vedere electric (fig.1). Pentru realizarea unei

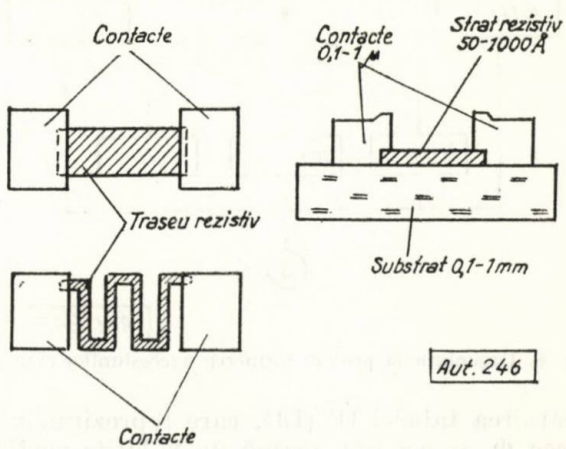


Fig. 1. Forma şi dispunerea pe substrat a unei rezistenţe peliculare.

* Ing. *A. Manolescu*, ing. *A.-M. Manolescu* şi ing. *Gh. Samachişă* lucrează la Facultatea de electronică din Bucureşti.

rezistenţe de mare precizie şi mare stabilitate este nevoie de parcurgerea unei succesiuni anumite de operaţii tehnologice care, în mare, pot fi rezumate după cum urmează.

a) *Depunerea stratului rezistiv şi a contactelor.* Această operaţie este de mare însemnătate deoarece de proprietăţile stratului obţinut depinde direct calitatea viitoarei rezistenţe peliculare. Pentru realizarea de componente de mare precizie şi mare stabilitate trebuie utilizate materiale care să răspundă la o serie de cerinţe, amintite în parte mai sus, cum ar fi : rezistivitate adecvată a gamei de valori necesare, coeficient de temperatură minim şi constant în gama de temperaturi de funcţionare, stabilitate chimică structurală şi în timp cît mai bună, uşurinţă de producere controlată sub formă de strat subţire etc.

Dintre materialele care satisfac aceste cerinţe cele mai utilizate în tehnologia actuală sînt : aliajul crom-nichel, amestecul numit „cermet" tantalul şi nitrura de tantal. Primele două materiale sînt depuse de obicei prin evaporarea în vid înalt, în timp ce ultimele două pot fi depuse prin metoda pulverizării catodice în plasma unui gaz inert [2].

b) *Definirea formelor geometrice.* Prin această operaţie se realizează conturul geometric al viitoarei rezistenţe. Aceasta se poate obţine fie prin acoperirea cu depunere numai a porţiunilor dorite (mascare), fie prin îndepărtarea materialului depus din locurile nedorite (gravură). În general, pentru obţinerea formei finale a traseului rezistiv şi a contactelor, operaţiile de depunere şi de definire a formelor sînt repetate de un număr de ori.

c) *Ajustarea valorii rezistenţei.* După ce s-a obţinut rezistenţa peliculară împreună cu contactele sale, se recurge la ajustarea precisă a valorii sale nominale, în vederea obţinerii toleranţei finale scăzute (de obicei sub 1 %). Această operaţie se poate face individual sau în bloc, prin ajustarea simultană a tuturor rezistenţelor cuprinse pe un substrat, urmărindu-se obţinerea unei anumite valori nominale precise sau a unui raport anumit între două sau mai multe rezistenţe ale unui circuit. Operaţiile de ajustare diferă ca principiu după natura concretă a materialului rezistiv utilizat şi nu permit reglarea decît într-un anumit sens, astfel încît la proiectarea parametrilor constructivi ai rezistenţei este necesar să se cunoască şi detaliile procedeului de ajustare.

d) *Stabilizarea valorii.* Această operaţie reprezintă de obicei o îmbătrînire accelerată a rezistenţelor peliculare, tratament prin care se stabilizează valoarea rezistenţei. Şi acest tratament depinde de natura concretă a materialului utilizat şi are influenţă asupra valorii nominale a rezistenţei, astfel încît detaliile stabilizării trebuie cunoscute încă de la proiectare.

e) *Incapsularea.* Incapsularea reprezintă operaţia finală prin care se protejează atît partea activă a rezistenţei peliculare cît şi substratul de influenţă ulterioară a diferiţilor agenţi fizici şi chimici.

Se menţionează că operaţiile tehnologice enumerate mai sus nu reprezintă decît principalele etape generale de realizare a rezistenţelor peliculare, fiecare din ele avînd o influenţă importantă asupra parametrilor viitoarei rezistenţe. Fiecare material sau formă specială de realizare a rezistenţei impune de la caz la caz anumite operaţii tehnologice particulare.

II. Proprietăţile specifice ale rezistenţelor cu straturi subţiri

În cele ce urmează se vor prezenta succint cele mai importante proprietăţi ale materialelor care intervin în tehnologia realizării rezistenţelor cu straturi subţiri şi care determină de fapt proprietăţile acestor rezistenţe.

1. *Proprietăţile substratului*

Substratul, prin rolul său important de a susţine totalitatea straturilor subţiri care alcătuiesc rezistenţa sau întregul circuit compus din rezistenţe peliculare, trebuie să răspundă la un număr însemnat de cerinţe, nu de puţine ori contradictorii. Astfel, dintre cele mai importante calităţi pe care trebuie să le aibă substratul, amintim : lipsa oricărei interacţiuni fizice sau chimice (cu excepţia unei forţe de adeziuni cît mai puternice) cu materialele care alcătuiesc straturile, influenţă electrică minimă (rezistivitate cît mai mare) asupra componentelor electronice pe care le susţine, conductivitate termică ridicată (pentru evacuarea căldurii disipate de componentele electronice), planeitate macro şi microscopică a suprafeţei, rezistenţă la şocuri mecanice şi termice ridicată, cost cît mai redus (pentru a permite utilizarea industrială).

Toate cerinţele prezentate mai sus restrîng foarte mult numărul de substraturi posibile, astfel încît materialele cele mai utilizate în prezent sînt sticla şi ceramica. Trebuie subliniat însă că nu orice fel de sticlă sau orice fel de ceramică răspund la cerinţele de mai sus.

În ceea ce priveşte sticla, afară de dezavantajul principal de a nu avea o conducţie termică ridicată şi de a nu permite practicarea găurilor necesare terminalelor în cazul circuitelor hibride, apare şi o diferenţiere între diferitele sorturi de sticlă, datorită compoziţiei chimice. Într-adevăr, numeroase teste de stabilitate efectuate asupra rezistenţelor peliculare realizate pe diferite substraturi de sticlă au arătat influenţa negativă pe care o au ionii alcalini (de sodiu), prezenţi în masa sticlei, asupra stabilităţii valorii acestor rezistenţe, în condiţiile de temperatură şi de cîmp electric normal întîlnite în cursul funcţionării. În figura 2 se prezintă

rezultatul unui astfel de test efectuat cu rezistenţe din tantal depuse pe substraturi avînd un conţinut diferit de ioni de sodiu. Se observă

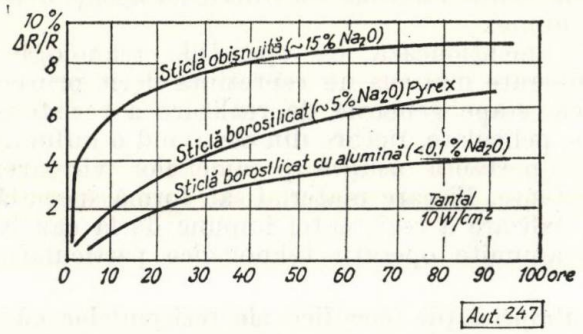


Fig. 2. Variaţia relativă în timp a unei rezistenţe de tantal supuse la suprasolicitare termică, prin disiparea unei puteri de 10 W/cm², pentru substraturi cu diferite compoziţii chimice [3].

imediat înrăutăţirea stabilităţii pe măsură ce procentul de ioni de sodiu care intră în compoziţia sticlei se măreşte. Aşa se explică de ce sticla cea mai utilizată în prezent este cea tip Corning 7059, sticlă pe bază de aluminiu, bor, siliciu, dar cu un procent redus de sodiu.

La ceramică, problemele care apar sînt legate de un alt aspect. Masele ceramice sinterizate oferă avantajul producerii de substraturi de forme şi dimensiuni dorite, la nevoie cu un număr foarte mare de găuri, avînd conductivităţi termice mult mai ridicate decît sticlele (de circa 20 de ori la ceramica pe bază de aluminiu şi de circa 200 de ori la cea bazată pe oxid de beriliu). Dificultatea utilizării substraturilor ceramice se datoreşte rugozităţii de suprafaţă mult mai mari în comparaţie cu aceea foarte redusă pe care o prezintă substraturile de sticlă. De exemplu, în timp ce la sticlă adîncimea neregularităţilor microscopice nu depăşeşte 100 Å, la ceramica de granulaţie foarte fină pe bază de aluminiu ele ating aproximativ 10 000 Å.

Rezolvarea acestei dificultăţi se poate face fie prin polizarea ultrafină a suprafeţei substratului, fie prin acoperirea lui cu un strat foarte subţire (circa 100 μ) dg email (glazură) pe bază de sticlă cu plumb-bor-siliciu, mai uşor fuzibilă. În acest mod se îmbunătăţeşte mult starea de rugozitate microscopică a suprafeţei, în detrimentul ridicării costului şi al stricării planeităţii macroscopice.

2. *Proprietăţile rezistenţelor pe bază de crom-nichel.* Crom-nichelul este, probabil, cel mai utilizat material pentru realizarea rezistenţelor peliculare. El este binecunoscut de la realizarea rezistenţelor bobinate, compoziţia cea mai frecventă fiind 80% Ni şi 20% Cr.

În stare masivă, crom-nichelul are rezistivitatea $\rho = 108$ μΩcm şi coeficientul de temperatură $\alpha = 110$ ppm/°C (1 ppm $= 10^{-6}$). Dacă se obţine depunerea aliajului fără a se modifica raportul dintre constituenţi (problemă care apare la toate substanţele compuse şi care se rezolvă prin utilizarea tehnicii de evaporare „flash"), proprietăţile electrice ale stratului rămîn aceleaşi ca ale materialului masiv, chiar pentru grosimi extrem de scăzute, de numai 50 Å. Această grosime este şi cea mai utilizată pentru realizarea rezistenţelor pe bază de crom-nichel deoarece asigură proprietăţile optime: rezistenţă de suprafaţă ridicată $R_s = 200$ ohmi/pătrat şi coeficient de temperatură scăzut ±25 ppm/°C. Atunci cînd se doreşte obţinerea unuia din aceşti parametri în afara valorilor de mai sus, se acţionează în mod inevitabil asupra celuilalt; de exemplu, se poate modifica puţin compoziţia aliajului, astfel încît minimul curbei $\Delta R/R = f(T)$ să se găsească la temperatura camerei şi deci $\alpha \to 0$, dar aceasta se obţine cu preţul micşorării rezistenţei de suprafaţă (fig. 3). Domeniul de valori se întinde astfel între 50 şi 400 ohmi/pătrat. Ţinînd seamă de posi-

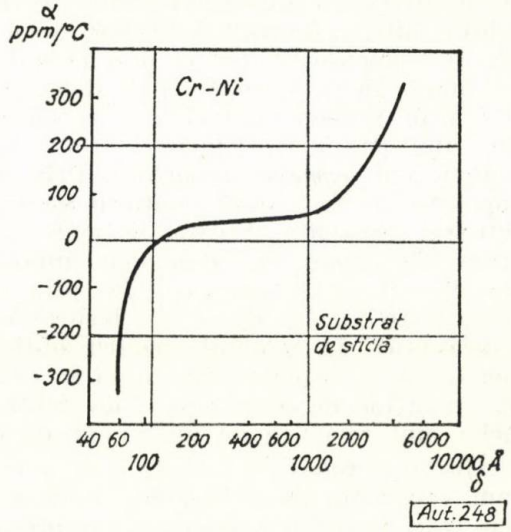


Fig. 3. Variaţia coeficientului de temperatură α în funcţie de grosimea δ pentru straturile subţiri de Cr—Ni [5].

bilităţile uzuale de realizare cu precizie a geometriei traseelor, se obţin valori de rezistenţe cuprinse între 10Ω şi 500 kΩ. Precizia de realizare a unei valori anumite este aproximativ 5% şi poate deveni mai bună de 0,1% prin ajustare.

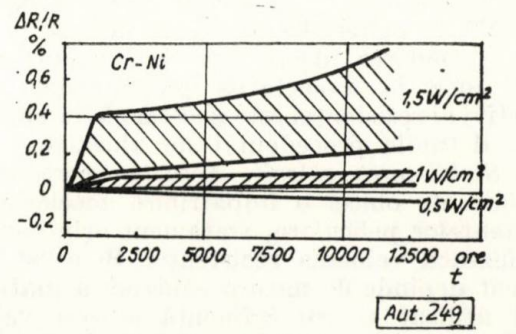


Fig. 4. Variaţia în timp a rezistenţelor peliculare de Cr—Ni în funcţie de puterea disipată, în condiţii de exploatare normale [4].

Stabilitatea în timp oferită de rezistenţele din crom-nichel este foarte bună dacă se evită contactul direct al traseului rezistiv cu atmosfera şi, în special, cu umiditatea. Testele de îmbătrînire accelerată dau valori de circa 0,1% de variaţie a rezistenţei după 1 000 de ore de funcţionare la suprasarcină, sau o durată de funcţionare în condiţii reale de peste 10 000 de ore (fig. 4).

3. *Proprietăţile rezistenţelor pe bază de cermet*

Pentru a se putea obţine rezistenţe cu straturi subţiri de valori mari (zeci, sute de kiloohmi) s-au căutat materiale care să prezinte o rezistivitate de volum cît mai ridicată în domeniul de grosimi în care coeficientul de temperatură este minim. Dintre numeroasele compoziţii încercate, cele mai bune rezultate s-au obţinut pînă în prezent cu aşa numiţii „cermeţi" amestecuri de materiale izolatoare (exemplu SIO) cu materiale conductoare (de exemplu, Au, Cr), evaporate şi depuse simultan pe substrat. Granulele metalice foarte fine, dispersate în masa sticloasă, amorfă a izolatorului, oferă condiţiile favorabile apariţiei conducţiei prin efect tunel, caracterizată de o variaţie foarte mare a rezistivităţii prin simpla modificare a raportului masic dintre cei doi constituenţi. De exemplu, pentru cel mai utilizat cermet SiO + Cr se obţine o variaţie a rezistivităţii de volum între 3 şi 10^{-3} Ωcm atunci cînd procentul de crom, în greutate, creşte de la 60 la 90 (fig. 5). Comportarea cea mai stabilă

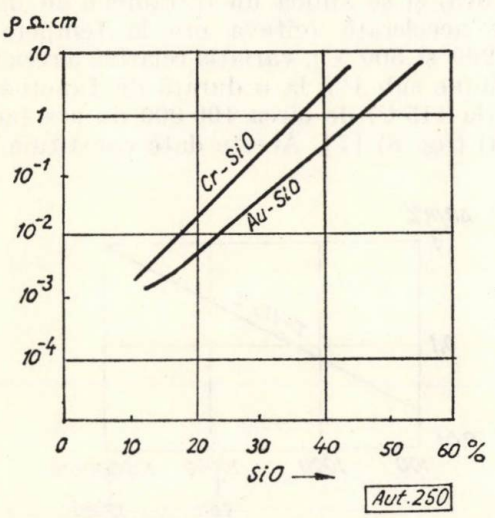


Fig. 5. Variaţia rezistivităţii de volum ρ în funcţie de raportul în greutate dintre constituenţi, pentru straturile subţiri din cermet [6].

cu temperatura rezultă la un amestec de aproximativ 1 mΩcm, cu care, în funcţie de grosime, se pot obţine rezistenţe de suprafaţă cuprinse între 30 şi 1 000 ohmi/pătrat, coeficientul de variaţie cu temperatura fiind sub — 50 ppm. Spre deosebire de rezistenţele pe bază de crom-nichel, stabilitatea în timp nu este influenţată de atmosferă, chiar în condiţii de umiditate accentuate.

4. *Proprietăţile rezistenţelor pe bază de tantal*

Tantalul este materialul care permite obţinerea rezistenţelor de precizie şi stabilitate maximă sub formă de straturi subţiri. Avantaje multiple pe care le aduce în tehnologia circuitelor microelectronice peliculare au condus la studierea sa intensă în ultimul deceniu.

Avînd punctul de topire foarte ridicat (2 996°C), el se situează în rîndul materialelor refractare — alături de wolfram, niobiu, molibden, reniu. O consecinţă imediată a acestei proprietăţi o constituie viteza extrem de mică de recristalizare la temperaturile uzuale, astfel încît stabilitatea proprietăţilor electrice este remarcabilă. În plus, stratul natural de oxid care creşte la suprafaţa acestor metale este rezistent la majoritatea agenţilor corosivi, protejînd astfel volumul materialului.

Tantalul face parte şi din categoria metalelor pe suprafaţa cărora se poate creşte un strat de oxid aderent şi stabil (cu grosimi de cîteva mii de angströmi), prin operaţia electrochimică de „anodizare" [3]. Folosind această proprietate, dintr-un strat iniţial de tantal se poate obţine fie un traseu rezistiv, fie unul dielectric, facilitate deosebit de apreciată în practică. Natura refractară a tantalului nu permite însă utilizarea evaporării ca metodă curentă de realizare a straturilor subţiri din tantal. Mult mai adecvată în acest caz este metoda de depunere prin pulverizare catodică [2], [3], perfecţionată şi adaptată tuturor cerinţelor actuale.

În stare masivă, tantalul oferă o rezistivitate scăzută ($\rho = 14\ \mu\ \Omega$ cm) şi un coeficient de temperatură ridicat ($\alpha = 3\,000$ ppm/°C). În funcţie de condiţiile particulare de depunere, straturile subţiri de tantal prezintă caracteristici deosebite, indicate concentrat în diagrama din figura 6. În figură se redă sugestiv variaţia rezistivităţii de volum ρ în funcţie de temperatura absolută T pentru straturi subţiri de tantal obţinute în diferite condiţii [3]. Din examinarea rezultatelor cuprinse în figura 6 se desprind cîteva concluzii importante. Astfel, numai sub formă de strat subţire există tantal cu altă formă de cristalizare decît cea obişnuită (tetragonală în loc de cubică). Acesta este deobicei tantal β şi prezintă avantajul unei rezistivităţi mari ($\rho \simeq 180\ \mu\ \Omega$cm) şi al unui coeficient de temperatură redus ($\alpha = \pm$ ± 100 ppm/°C) faţă de straturile subţiri de tantal „obişnuit" care au $\rho = 50\ \mu\Omega$cm şi $\alpha =$ $= 1\,500$ ppm/°C. O altă particularitate, care este redată tot în figura 6, o reprezintă şi posibilitatea creşterii suplimentare a rezistivităţii ρ la circa 250 μΩ cm (odată cu scăderea coeficientului de temperatură α la circa — 50 ppm/°C) prin doparea convenabilă a stratu-

lui de tantal cu azot, chiar în timpul depunerii. Această impurificare este realizată practic prin utilizarea metodei pulverizării reactive [2], [3], fiind uşurată de existenţa unei regiuni

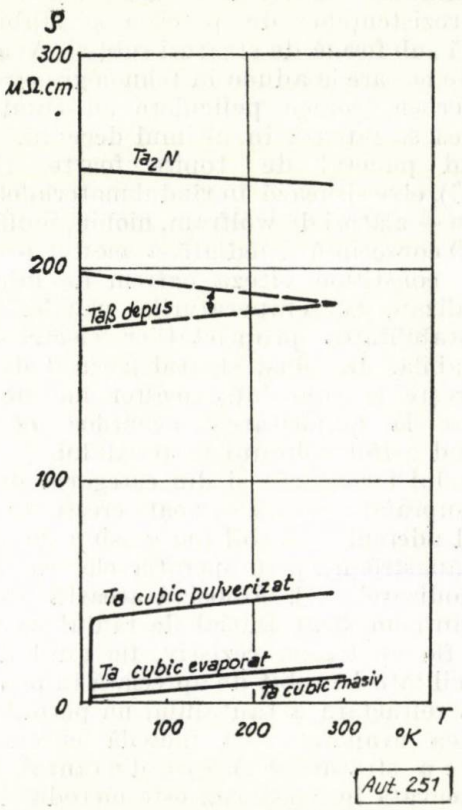


Fig. 6. Variaţia rezistivităţii de volum ρ cu temperatura, pentru diferite tipuri de tantal [3].

cu relativă stabilitate a parametrilor ρ şi α, chiar în domeniul în care se obţine coeficientul de temperatură minim (fig. 7). Avantajul esen-

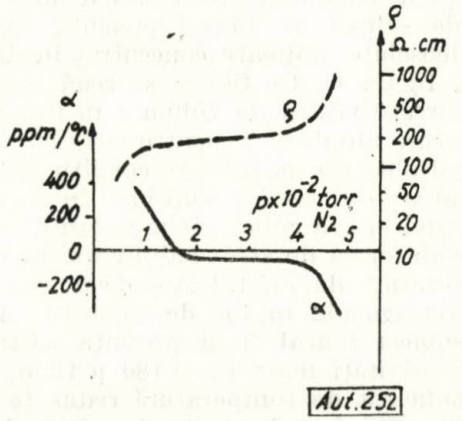


Fig. 7. Dependenţa rezistivităţii de volum ρ şi a coeficientului de temperatură α în funcţie de presiunea parţială *p* a azotului în timpul pulverizării pentru un strat de nitrură de tantal [7].

ţial oferit de nitrura de tantal îl consitituie însă stabilitatea excepţională în timp, aşa cum se va arăta mai jos.

O altă particularitate a utilizării tantalului ca material de bază pentru realizarea rezistenţelor peliculare o constituie existenţa unei stări speciale, poroase, de prezentare a stratului în cazul pulverizării la tensiuni mici. Această stare, de mică densitate, prezintă avantajul unei rezistivităţi maxime ($\rho \simeq 1\,100$ μΩcm) asociate cu un coeficient de temperatură practic nul. Este adevărat că straturile de tantal de mică densitate nu sînt atît de stabile în timp ca straturile de nitrură de tantal, dar, prin tratament termic adecvat, pot fi stabilizate, aceasta mărind inevitabil şi coeficientul de temperatură.

În sfîrşit, o altă proprietate utilă oferită de straturile subţiri de tantal o reprezintă posibilitatea compensării variaţiei cu temperatura unui condensator cu oxid de tantal ($\alpha = +$ $+ 200$ ppm°C), prinu doparea stratului de tantal cu oxigen în timpul pulverizării. Pentru o anumită cantitate de oxigen înglobat în strat, se poate obţine un strat care să aibă $\alpha = -200$ ppm/°C, astfel încît se pot obţine destul de simplu reţele R—C perfect compensate cu temperatura.

Aşa cum s-a menţionat încă de la începutul acestui paragraf, diversitatea mare de proprietăţi electrice obţinute prin uşoara modificare a condiţiilor de deplasare este dublată de stabilitatea foarte mare în timp a valorii rezistenţei, mai ales în cazul nitrurii de tantal. Încercările de laborator efectuate au arătat că, dacă se utilizează substraturi inerte chimic (ceramica) şi se aplică un tratament de îmbătrînire accelerată (cîteva ore la temperaturi între 200 şi 500 °C), variaţia relativă a rezistenţei rămîne sub 1% la o durată de funcţionare reală (la 115°C) de circa 100 000 de ore (adică 15 ani) (fig. 8) [7]. Aceste date constituie do-

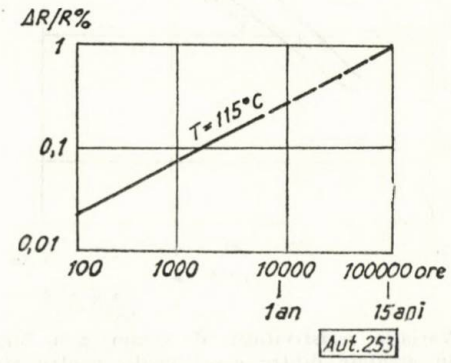


Fig. 8. Variaţia relativă a unei rezistenţe de Ta_2N în timpul funcţionării la temperatura de 115 °C (punctat s-a reprezentat extrapolarea curbei măsurată experimental) [7].

vada unor performanţe dintre cele mai ridicate întîlnite la rezistenţele de precizie. În încheiere se poate aminti că performanţele sînt foarte bine valorificate prin posibilitatea de ajustare fină a rezistenţelor realizate prin operaţia

de anodizare. Procesul este simplu şi poate fi precis controlat pînă la toleranţe extrem de strînse (sub 0,05%).

III. Realizări experimentale

La Institutul politehnic Bucureşti, în cadrul laboratorului de cercetări de circuite microelectronice al Catedrei de tuburi electronice şi tranzistoare, s-au realizat structuri rezistive pe bază de straturi subţiri în toate variantele prezentate anterior. Depunerile de straturi subţiri au fost obţinute, în vid înalt, cu ajutorul unei instalaţii de depuneri prin evaporare şi al unei instalaţii de depuneri prin pulverizare de tipul Balzers BA 510. Echipamentul auxiliar al instalaţiilor permite folosirea tehnicii de depunere adecvate pentru fiecare material rezistiv în parte (de exemplu, evaporare „flash" pentru cermet şi crom-nichel, pulverizarere activă pentru Ta_2N).

Rezultatele obţinute la toate tipurile de straturi s-au încadrat în limitele normale pentru fiecare material în parte, aşa cum au fost prezentate anterior în capitolul II. Ele sînt rezumate în tabela 1.

Tabela 1

Materialul depus	Rezistenţa specifică, ohmi/pătrat	Coeficientul de temperatură, ppm/°C
crom-nichel 50%—50%	50—300	21 la R_s = 200 ohmi/pătrat
Cermet (Cr-SiO) 50%—50%	20 000	—1000
Tantal	15—100	—120...—250
Nitrură de tantal	50—350	—50...—100

Coeficienţii de temperatură prezentaţi în tabela 1 au fost măsuraţi între 20 şi 80°C. Variaţiile foarte mici de rezistenţă, care apar datorită domeniului restrîns de temperatură, au fost măsurate cu ajutorul voltmetrului diferenţial de curent continuu Hewlett-Packard model 3420 A, folosit ca raţiometru, ceea ce asigură o rezoluţie de 0,2 ppm. S-au făcut măsurători comparative pe structuri rezistive realizate atît pe substrat de sticlă Corning 7059, cît şi pe substrat de sticlă cu sodiu, tratată însă special pentru minimizarea influenţei nedorite asupra stabilităţii stratului; rezultatele obţinute în cel două cazuri au fost echivalente.

În tabela 1 se observă de asemenea un coeficient de temperatură pentru cermet mult mai mare faţă de celelalte materiale. La depunerea cermetului s-a urmărit realizarea unui strat cu rezistenţa specifică cît mai ridicată, necesară obţinerii uşoare a rezistenţelor de valori mari. Aceasta s-a obţinut cu preţul creşterii coeficientului de temperatură, aşa cum reiese din tabela 1.

S-au făcut de asemenea măsurători pentru aprecierea stabilităţii în timp a straturilor rezistive realizate, în condiţii de îmbătrînire accelerată. Şi în acest caz, rezultatele obţinute au fost comparabile cu cele cunoscute din literatura de specialitate. De exemplu pentru straturile de tantal încălzite la 150°C, variaţia relativă a rezistenţei se stabilizează la aproximativ 3% după aproximativ 100 de ore de tratament termic.

Pe baza straturilor subţiri rezistive obţinute s-au realizat diferite reţele rezistive care necesită rezistenţe de mare precizie şi mare stabilitate, utilizabile în aparatura electronică profesională de măsură şi telecomunicaţii. Formele geometrice corespunzătoare diferitelor tipuri de reţele au fost obţinute prin utilizarea tehnicii de fotogravură şi decapare selectivă [2]. Rezultatele promiţătoare atinse în prezent prin utilizarea tehnologiei straturilor subţiri justifică continuarea activităţii de cercetare în acest domeniu actual, de mare perspectivă.

În încheiere, autorii ţin să mulţumească prof. dr. ing. *Mihai Drăgănescu*, şeful Catedrei de tuburi electronice şi tranzistoare, pentru iniţierea şi sprijinul deosebit acordat la desfăşurarea acestor cercetări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Manolescu, Anca — *Domenii tipice de utilizare a circuitelor integrate cu straturi subţiri.* În: Automatica şi Electronica, vol. 17, nr. 2, 1973, p. 58—65.

[2] Manolescu, Anca — *Tehnologii şi materiale folosite pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subţiri.* În: Automatica şi Electronica, vol. 17, nr. 1, 1973, p. 28—37.

[3] Berry, R. W., Hall, P. M., Harris, M. T. —Thin film technology. Van Nostrand, 1968.

[4] Edmond, M. — *Siliziumoxid und Chromnickelschichten für Dünnschichtschaltungen.* In: Siemens Bauteile Informationen, vol. 9, nr. 1, 1971,

[5] Hass G., Thun, R. E. — *Physics of thin films*, vol. 2. Academic Press, 1966.

[6] Hacman, D. — *Dünne Schichten als Bauteile in der Elektronik und Mikrominiaturisierung.* In: Feinwerktechnik, vol, 71, nr. 3, 1967.

[7] Schauer, A. — *Tantalschichten für Dünnschichtschaltungen.* In: Siemens Bauteile Informationen, vol. 9, nr. 1, 1971.

CORNEL PETRESCU *

Termoregulator proporţional cu tiristor

În prezent majoritatea termoregulatoarelor proporţionale se construiesc cu tiristoare, avînd în vedere avantajele nete ale acestora : robusteţe mecanică, gabarit mic, timp de răspuns de ordinul microsecundelor, randament foarte bun (căderea de tensiune pe tiristor în stare de conducţie este sub 2 V).

Dacă procurarea tiristoarelor se face relativ uşor, în schimb indicaţii cu privire la folosirea lor în practică, în literatura noastră, sînt foarte puţine. De aceea am expus mai jos datele oţinute în proiectarea şi executare unui termoregulator proporţional, inclusiv problemele apărute la folosirea unor montaje experimentale intermediare.

Principiul de funcţionare al termoregulatorului cu tiristor constă în aceea că tiristorul, în serie cu care se montează rezistenţa de încălzire a incintei termostabilizate, conduce doar pe timpul unei părţi a alternanţei pozitive a tensiunii de alimentare. Semnalul de ieşire, adică curentul tiristorului, reprezintă deci o succesiune de impulsuri cu frecvenţa de 50 Hz, iar valoarea lui medie se poate măsura cu un instrument obişnuit de curent alternativ. Evident, curentul tiristorului poate varia între valorile $I_{min} = 0$ (tiristor complet blocat) şi $I_{max} \cong \frac{U}{2R}$ (tiristor complet deschis), unde U este tensiunea reţelei, iar R — rezistenţa de încălzire care se alege în funcţie de datele constructive ale incintei şi de temperatura maximă cerută. Amorsarea tiristorului se face pe poartă de la un amplificator de eroare, la intrarea căruia se aplică o tensiune proporţională cu diferenţa dintre temperatura reală şi cea dorită.

Comutarea tiristorului cu un semnal de putere cît mai mică aplicat pe poartă ridică o serie de probleme care presupun cunoaşterea proceselor care au loc în poartă şi, în cazul general, luarea în considerare a unor factori : ca : datele maximale (curent, tensiune, putere, eventual în regim continuu şi în regim de impulsuri) pentru poartă, forma şi durata semnalului de amorsare, rezistenţa de ieşire a dispozitivului de amorsare. interacţiunea porţii cu circuitul de sarcină, etc.[1], [2]. Alegerea semnalului de amorsare se poate face însă practic relativ uşor, ţinînd cont de considerentele de mai jos.

În cataloage se reprezintă de obicei zona de amorsare (fig. 1 haşurat) care cuprinde punctele posibile de amorsare pentru diverse exemplare din tipul dat de tiristor.

Valorile pe axe sînt alese arbitrar, ordinul lor de mărime este însă uzual.

Curbele A şi B reprezintă caracteristicile extreme posibile ale tipului dat de tiristor. Din figura 1 rezultă că există o tensiune (de ordinul cîtorva zecimi de volţi sub care tiristoarele nu se pot amorsa.

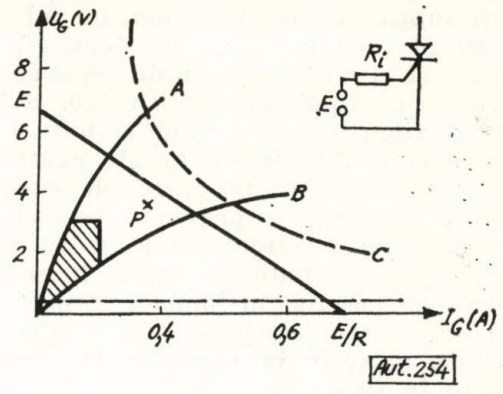


Fig. 1. Caracteristica de poartă şi de amorsare a unui tiristor.

Evident că pentru o amorsare sigură este necesar să lucrăm în afara porţiunii haşurate, altfel şansa amorsării depinde de exemplul ales şi de temperatură. Bineînţeles punctul de amorsare ales (P în fig. 1) nu trebuie să depăşească linia puterii admise pe poartă (curba C).

De aceea linia de sarcină a circuitului de poartă pentru tensiunea maximă E a dispozitivului de amorsare cu rezistenţa internă R_i nu trebuie să intersecteze curba C.

De asemenea trebuie avut în vedere să nu se depăşească tensiunea şi curentul maxim admise pe poartă.

De menţionat că puterea, curentul şi tensiunea maximum admise sînt date în catalog pentru regim de curent continuu.

Aceste valori se păstrează şi pentru regim de impulsuri cu durată mai mare de cîteva zeci de microsecunde. La impulsuri mai scurte, valorile admise cresc de cîteva ori (de exemplu, pentru putere, de la cîteva zecimi de waţi la cîţiva waţi).

Este important de ştiut aceasta, întrucît la folosirea unor impulsuri foarte scurte creşte şi puterea necesară pentru amorsare.

Noi am preferat o amorsare prin impuls, care este foarte netă, eliminînd neplăcerile cauzate de variaţiile parametrilor porţii cu temperatura şi care nu necesită putere mare dacă se foloseşte un condensator care se încarcă relativ lent şi se descarcă brusc pe poartă (un circuit pasiv de amorsare, în afară de faptul că trebuie ajustat amănunţit în funcţie de caracteristicile de poartă ale tiristorului folo-

* Ing. *C. Petrescu* lucrează la Institutul de ştiinţe pedagogice — Bucureşti.

sit, necesită şi o putere relativ mare, deoarece prin rezistenţele sale trece tot curentul de poartă).

Ţinînd cont de cele expuse mai sus, folosind tiristorul BTZ 16 s-a căutat să se obţină un impuls de aproximativ 10V, valoare care asigură o amorsare netă, chiar dacă impulsul este scurt.

Circuitul de amorsare

Pentru comutarea încărcării şi descărcării condensatorului s-a folosit un tranzistor unijoncţiune (numit şi diodă cu bază dublă) de tipul 2N1671 C.

Între terminalele celor două baze (fig. 2), tranzistorul unijoncţiune se comportă ca o rezistenţă de cîţiva kΩ.

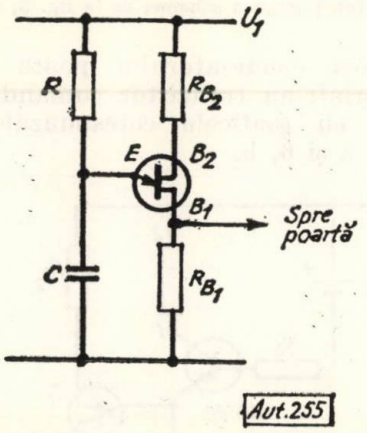


Fig. 2. Schema de amorsare a tiristorului cu ajutorul tranzistorului unijoncţiune.

Între emitor şi prima bază, acesta prezintă o rezistenţă foarte mare, cînd tensiunea aplicată pe terminale este suficient de mică. Atunci cînd această tensiune atinge o valoare dată, numită tensiune de vîrf, rezistenţa dintre emitor şi prima bază scade brusc, curentul de emitor fiind limitat practic doar de rezistenţa circuitului exterior.

Tensiunea de vîrf are valoarea [3]:

$$U_p = \eta \cdot U_{B_1B_2} + U_D,$$

unde:

$$\eta = 0{,}51 - 0{,}82,$$

$$U_D \cong 0{,}5 \text{ V la } 25\,^\circ\text{C}$$

După cum rezultă din figura 2, condensatorul C se încarcă prin R. În momentul cînd tensiunea de încărcare atinge valoarea de vîrf, joncţiunea EB_1 se deschide brusc şi condensatorul C se descarcă prin R_{B_1}, apoi procesul se repetă.

Pentru stabilizarea funcţionării cu temperatura, în circuitul bazei a doua se montează o rezistenţă de valoarea:

$$R_{B_2} \approx \frac{0{,}4 \cdot R_{B_1B_2}}{\eta \cdot U_1} + \frac{(1-\eta)R_{B_1}}{\eta}.$$

De exemplu, folosind un tranzistor cu rezistenţa măsurată între baze de 8 kΩ, o tensiune între cele două baze de 20 V (tensiunea de vîrf măsurată, deci şi amplitudinea impulsului de amorsare, este în acest caz de 13 V) şi o constantă de timp de descărcare a condensatorului C de aproximativ 5μ ($C = 0{,}1$ μF; $R_{B_1} = 51$ Ω) obţinem pentru $\eta = 0{,}6$:

$$R_{B_2} \approx \frac{0{,}4 \cdot 8 \cdot 10^3}{0{,}6 \cdot 20} + \frac{(1-0{,}6)51}{0{,}6} \approx 304\,\Omega.$$

S-a ales valoarea apropiată 330 Ω.

La alegerea elementelor montajului se ţine seamă de următoarele:

— Tensiunea dintre baze nu trebuie să depăşească 35V pentru securitatea tranzistorului unijoncţiune şi e bine să nu fie mai mică de 10V—15V, pentru ca semnalul de ieşire să aibă o amplificare suficientă.

Valoarea lui R_{B_1} are importanţă în măsura în care determină constanta de timp de descărcare a condensatorului C.

Ea nu poate fi totuşi prea mare, dacă poarta tiristorului se leagă galvanic, pentru ca tensiunea care cade pe ea ca urmare a trecerii curentului interbaze să nu poată amorsa accidental tiristorul (dacă această tensiune este sub 0,2 V, condiţia este îndeplinită întotdeauna).

— Perioada de oscilaţie depinde foarte puţin de tensiunea U_1 şi de temperatură, fiind practic egală cu RC.

— Rezistenţa R_{B_2} trebuie să fie de minimum 100 Ω pentru a preveni ambalarea termică a tranzistorului.

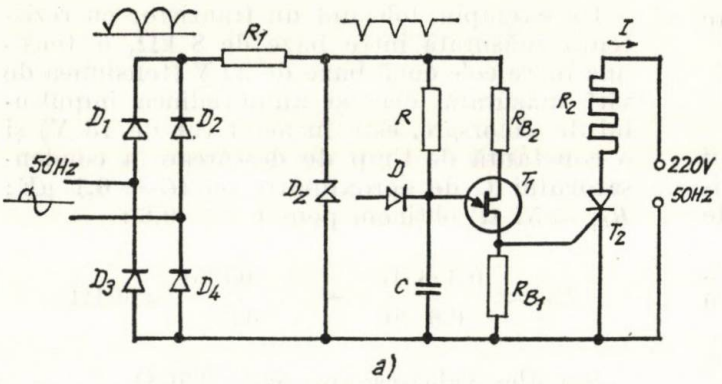
Pentru sincronizarea frecvenţei de repetiţie a impulsurilor cu reţeaua (se are în vedere de fapt primul impuls care apare în fiecare semiperioadă pozitivă a tensiunii reţelei, căci, odată amorsat, tiristorul nu mai poate fi comandat pe poartă, rămînînd în starea de conducţie pînă la semiperioada negativă, cînd se blochează) este suficient ca tensiunea U_1 să pulseze cu frecvenţa reţelei, iar constanta de timp de încărcare a condensatorului C să fie suficient de mică în comparaţie cu durata unei semiperioade a tensiunii de reţea.

Se poate realiza uşor o asemenea sincronizare folosind schema din figura 3, a, unde după redresare tensiunea pulsatorie limitată de dioda Zener se aplică tranzistorului unijoncţiune.

În figura 3, b, cu linie continuă este reprezentată tensiunea pe dioda Zener, cu linie punctată valorile instantanee ale tensiunii de vîrf la care se deblochează joncţiunea emitor — pri-

ma bază, linia OA reprezentînd curba de încărcare a condensatorului, iar punctul A — momentul începerii amorsării porţii tiristorului.

Evident dacă încărcarea condensatorului nu începe de la zero ci de la o tensiune iniţială V_0



(piedestal), transmisă prin dioda D, momentul de amorsare se va schimba, devenind A'

Rezultă două posibilităţi de reglare a momentului amorsării tiristorului : prin varierea rezistenţei de încărcare a condensatorului sau prin varierea tensiunii de piedestal. Ambele operaţii se pot realiza fie manual (pentru reglarea manuală a curentului mediu prin tiristor), fie folosind o tensiune de la un amplificator de eroare (în cazul reglării automate).

Cele două relaje se pot folosi şi concomitent.

Pentru alegerea schemei definitive s-au construit cîteva montaje experimentale, ridicîndu-se caracteristicile lor, care sînt redate pe scurt mai jos.

Graficul din figura 4 ilustrează dependenţa curentului prin tiristor de rezistenţa de încărcare a condensatorului.

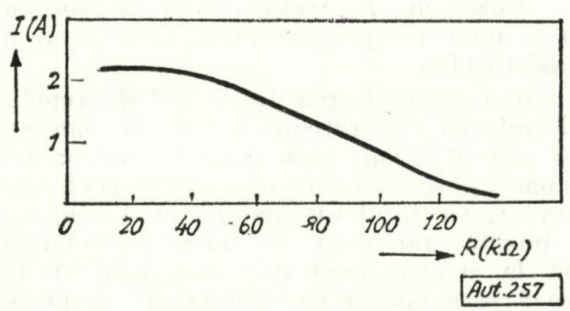


Fig. 4. Variaţia curentului prin tiristor cu rezistenţa de încărcare a condensatorului din emitorul tranzistorului unijoncţiune.

Schema este cea din figura 3, a, unde impulsurile de tensiune au o amplitudine de 20 V, $R_{B_2} = 330\ \Omega$, $R_{B_1} = 51\ \Omega$, $C = 0{,}1\ \mu F$.

Aşa cum rezultă din figura 4, odată cu mărirea constantei de timp de încărcare scade curentul prin tiristor, deoarece încărcarea făcîndu-se mai lent tiristorul se deschide mai tîrziu. Acelaşi efect se poate obţine prin mărirea capacităţii C, dar în cazul acesta creşte şi constanta de timp de descărcare, deci durata impulsului de amorsare, ceea ce face să crească puterea disipată pe tranzistorul unijoncţiune şi pe poarta tiristorului.

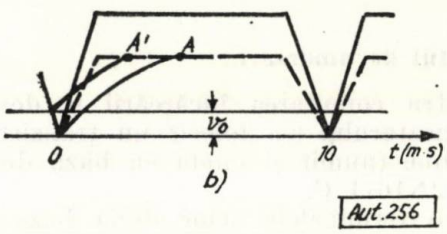


Fig. 3. a) Schema completă de amorsare cu sincronizare de la reţea. b) Graficul de funcţionare a schemei de la fig. 3, a.

Încărcarea condesatorului poate fi realizată şi printr-un tranzistor comandat, ca în figura 5, cu graficele corespunzătoare din figurile 6, a şi 6, b.

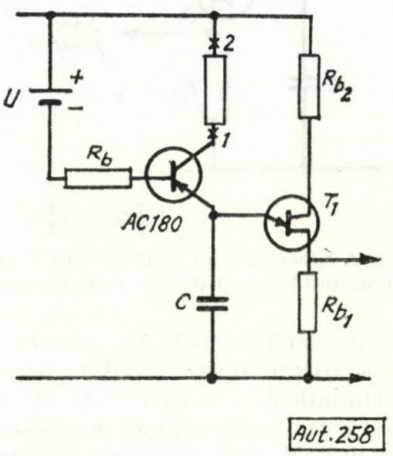


Fig. 5. Schema de încărcare a condensatorului printr-un tranzistor pnp comandat.

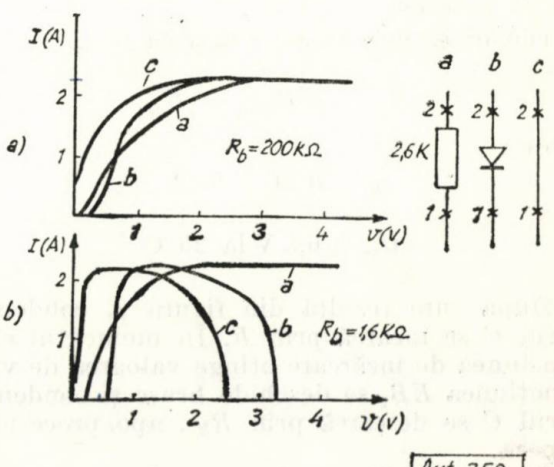


Fig. 6. Graficele de funcţionare a schemei din fig. 5.

Schema din figura 7 şi graficul din figura 8 ilustrează comanda curentului prin tiristor cu ajutorul tensiunii de piedestal.

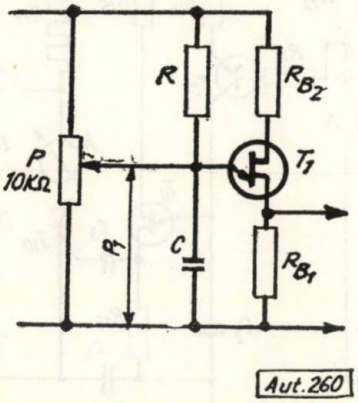


Fig. 7. Folosirea unei tensiuni de piedestal la încărcarea condensatorului din circuitul tranzistorului unijoncţiune.

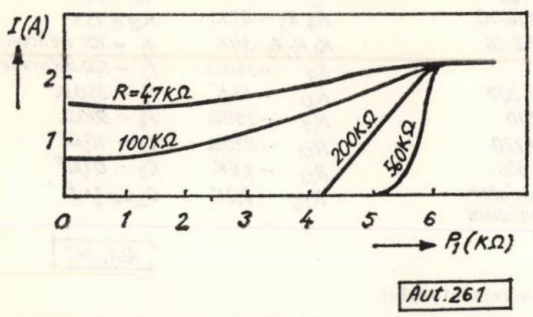


Fig. 8. Graficul de funcţionare a schemei din fig. 7.

Pentru a îmbunătăţi liniaritatea, se poate introduce o componentă cosinusoidală în încărcarea condensatorului, prin rezistenţa de mare valoare R_2 din figura 9. Curbele corespunzătoare sînt în figura 10.

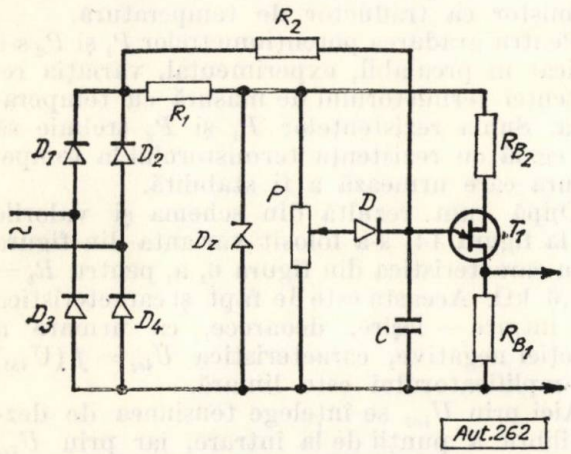


Fig. 9. Schemă cu piedestal modificată, pentru îmbunătăţirea liniarităţii caracteristicii.

În sfîrşit figura 11 şi 12 arată posibilitatea folosirii unui tranzistor comandat, de tip npn. Curentul maxim (porţiunea plată a caracteristicii) corespunde valorii curentului pentru rezistenţa R luată din figura 4.

Evident aceste scheme se pot combina sau modifica în diverse feluri. Noi am ales varianta folosirii unui tranzistor pnp (fig. 5), cu rezistenţa de bază 1,6 kΩ.

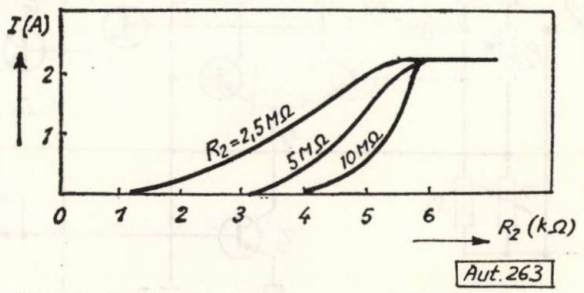


Fig. 10. Graficul de funcţionare a schemei din fig. 9.

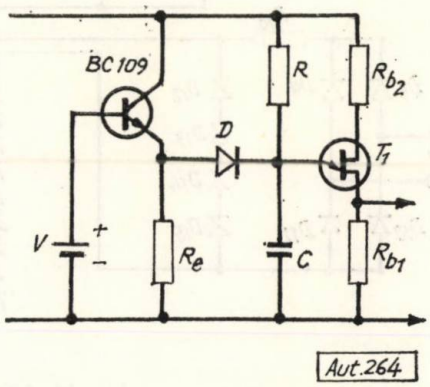


Fig. 11. Schemă cu piedestal, cu folosirea unui tranzistor pnp. comandat.

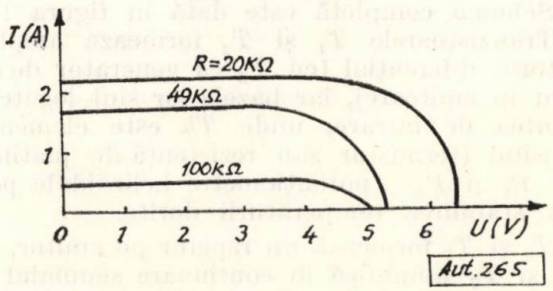


Fig. 12. Graficul de funcţionare a schemei din fig. 11.

Schema termoregulatorului

Termoregulatorul construit controlează o alternanţă a tensiunii de reţea, cealaltă alternanţă putînd fi sau nu folosită, după cum este cuplată sau decuplată dioda D în figura 13.

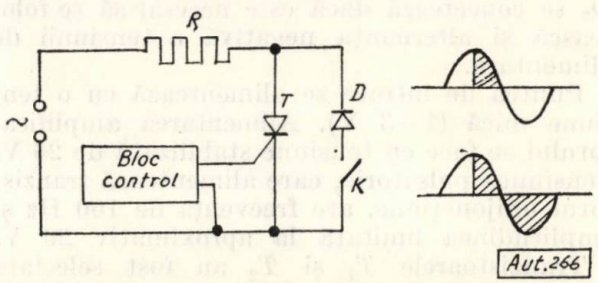


Fig. 13. Folosirea suplimentară a unei diode, pentru utilizarea ambelor alternanţe ale tensiunii de reţea.

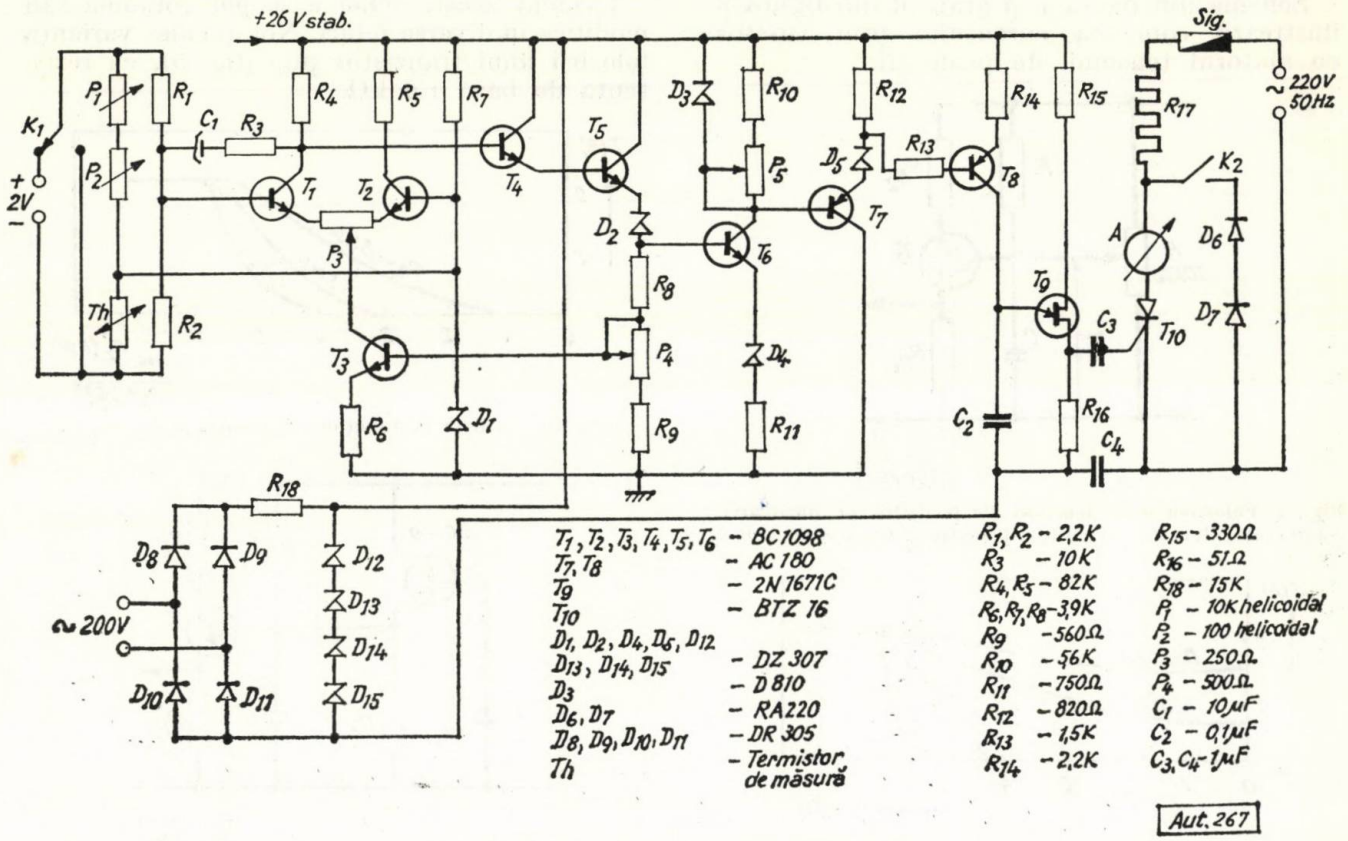


Fig. 14. Schema completă a termoregulatorului.

Schema completă este dată în figura 14.

Tranzistoarele T_1 şi T_2 formează amplificatorul diferenţial (cu T_3 ca generator de curent în emitoare), iar bazele lor sînt legate la puntea de intrare, unde Th este elementul sensibil (termistor sau rezistenţă de platină), iar P_1 şi P_2 — potenţiometre helicoidale pentru stabilirea temperaturii dorite.

T_4 şi T_5 formează un repetor pe emitor, iar T_6 şi T_7 amplifică în continuare semnalul de eroare. Dioda Zener D_1 stabilizează potenţialul bazei lui T_2; D_2, D_4 şi D_5 folosesc la adaptarea nivelului de semnal, iar D_3 limitează tensiunea care comandă pe T_7. Încărcarea condensatorului C_2 are loc prin tranzistorul T_8, iar impulsurile de descărcare a condensatorului prin tranzistorul unijoncţiune T_9 comandă poartă tiristorului T_{10}. Diodele D_6 şi D_7 se conectează dacă este necesar să se folosească şi alternanţa negativă a tensiunii de alimentare.

Puntea de intrare se alimentează cu o tensiune mică (1—3 V). Alimentarea amplificatorului se face cu tensiune stabilizată de 26 V. Tensiunea pulsatorie, care alimentează tranzistorul unijoncţiune, are frecvenţa de 100 Hz şi amplitudinea limitată la aproximativ 26 V.

Tranzistoarele T_1 şi T_2 au fost selectate pentru a avea parametri cît mai apropiaţi şi, împreună cu T_3 şi D_1, sînt încapsulate într-un bloc monolit, pentru a avea aceeaşi temperatură.

La scurtcircuitarea intrării punţii cu ajutorul lui K_1 se poate ajusta potenţiometrul P_5, pentru a obţine curentul dorit în tiristor.

În termoregulatorul construit s-a folosit un termistor ca traductor de temperatură.

Pentru gradarea potenţiometrelor P_1 şi P_2 s-a ridicat în prealabil, experimental, variaţia rezistenţei termistorului de măsură cu temperatura. Suma rezistenţelor P_1 şi P_2 trebuie să fie egală cu rezistenţa termistorului la temperatura care urmează a fi stabilită.

După cum rezultă din schema şi valorile de la figura 14, s-a folosit varianta din figura 5 cu caracteristica din figura 6, a, pentru $R_b = 1{,}6$ kΩ. Aceasta este de fapt şi caracteristica de intrare — ieşire, deoarece, ca urmare a reacţiei negative, caracteristica $U_{ies} = f(U_{int})$ a amplificatorului este liniară.

Aici prin U_{int} se înţelege tensiunea de dezechilibru a punţii de la intrare, iar prin U_{ies} tensiunea pe R_{12} (respectiv U în fig. 5 şi 6).

Porţiunea curbă a caracteristicii din figura 6, a pentru $R_b = 1{,}6$ kΩ, $(0 < I < I_{max})$, corespunde, la exemplarul construit, la o variaţie de aproximativ 1° C la temperatura de 600°C

Dacă se pune problema obţinerii unei liniarităţi determinate, se pot folosi alte variante de scheme, eventual prin introducerea unei

componente cosinusoidale în încărcarea condensatorului (vezi fig. 9 şi 10).

Sensibilitatea reală a aparatului este limitată nu de amplificare ci de derivă, care depinde de calitatea etajului de intrare. La exemplarul dat, prin împerecherea atentă a tranzistoarelor şi celelalte măsuri descrise, s-a obţinut o derivă măsurată la ieşire de 0,1 V în 8 ore, într-o încăpere obişnuită de laborator. Aceasta corespunde unei variaţii de tensiune la intrare de 0,5 mV. Măsurătorile s-au efectuat cu un voltmetru digital SOLARTRON LM 1426, cu impedanţa de intrare 0,2 GΩ.

Pentru puntea şi termistorul folosite, la o variaţie de 0,1°C corespunde o variaţie a tesiunii de intrare de:

— aprox. 0,5 mV la 800 °C;
— aprox. 1,1 mV la 600 °C;
— aprox. 2 mV la 400 °C.

Aceasta înseamnă că deriva este echivalentă cu o variaţie de aproximativ: 0,1 °C la 800 °C;
0,05°C la 600°C;
0,025 °C la 400 °C

Sensibilitatea reală a aparatului este deci limitată de aceste valori.

Deriva poate fi micşorată prin folosirea, în etajul de intrare, a unor tranzistoare încapsulate împreună de firma producătoare sau a unui circuit integrat.

Tiristorul se alege în aşa fel încît să poată asigura curentul maxim prin rezistenţa de încălzire a incintei (care depinde de temperatura maximă dorită şi de construcţia incintei). Bineînţeles se pot folosi două rezistenţe de încălzire: una alimentată cu curent constant pentru subîncălzirea pînă aproape de temperatura dorită cealaltă alimentată prin tiristor — realizînd termoreglarea.

Prin folosirea unor termistoare adecvate şi prin alegerea corespunzătoare a punţii de intrare se pot obţine game variate în care se realizează stabilizarea temperaturii.

În încheiere menţionăm că aparatul, cu modificări corespunzătoare ale circuitului de intrare şi ale elementului comandat de tiristor, poate servi pentru reglarea iluminării, a turaţiei, curentului în diverse instalaţii. Partea de amplificare cu derivă mică poate fi utilizată separat ca amplificator de eroare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Frechon, M. — *Les thyratrons au silicium.* În: Electronique industriele, nr. **52**, 1962. p. 105—108.

[2] Gaudry, M. *Les thyristors, fonctionnement et utilisation.* Philips, 1965.

[3] General Electric—SCR. Manual 1967.

[4] Felea, I. ş.a. — *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Sistem de reglare pneumatic unificat

Componenţa sistemului

Ţinînd seamă de necesităţile automatizărilor industriale, Centrala industrială de electronică şi automatică (CIEA) a preluat o licenţă de fabricaţie pentru aparatură de automatizare pneumatică cu semnal unificat 0,2—1kg/cm² de la firma Kent-Tieghi, reputată pe plan mondial în domeniul fabricării de aparatură de automatizare. Elementele din această licenţă vor fi produse la noua „Fabrică de elemente pneumatice de automatizare" (FEPA) din Bîrlad şi completate cu traductoare pneumatice asimilate de „Fabrica de elemente de automatizare" (FEA) din Bucureşti şi vor permite realizarea de sisteme de reglare pneumatice unificate cu aparatură fabricată în ţară. Livrarea acestui sistem va începe în 1974. În felul acesta va exista posibilitatea dotării intalaţiilor industriale fie cu automatizări electronice — şi anume cu sistemul deja fabricat de FEA— fie cu automatizări pneumatice, ţinîndu-se seamă de cerinţele specifice ale industriei respective.

În cîteva numere consecutive ale revistei „Automatica şi Electronica" se va face o expunere a noului sistem pneumatic, începînd cu aparatele care au fost obiectul licenţei preluate de la Kent-Tieghi, şi anume 22 de aparate din grupa denumită Flexair, două aparate din grupa Minimec 2 şi două aparate din grupa Campo. Se va continua apoi cu traductoarele asimilate de FEA. Prezentarea va cuprinde caracteristicile principale ale aparatelor mai frecvent folosite, urmînd ca cei interesaţi să se adreseze pentru informaţii mai detaliate la CIEA-Bucureşti sau la FEPA—Bîrlad.

Simbolurile şi denumirile elementelor din grupele Flexair, Minimec 2 şi Campo sînt date în tabela 1.

Caracteristici generale ale elementelor din grupa Flexair (aparatură de panou)

Aceste elemente pneumatice constituie un sistem modular care asigură o flexibilitate maximă la montare. Toate modulele au aceleaşi dimensiuni frontale: 174,5 × 95 mm, indiferent de funcţia lor specifică: regulator, înregistrator, indicator etc., astfel încît funcţiile necesare pentru fiecare buclă de reglare pot fi

Tabela 1

Nr.	Simbol	Denumirea KENT–Tieghi	Denumirea FEPA (provizorie)
		Grupa Flexair (aparatură de panou)	
1	F–AB	Deviation indicating controller	Regulator cu indicarea abaterii
2	F–BB	100% indicating controller	Regulator indicator
3	F–AF	Deviation indicating controller	Regulator cu indicarea abaterii cu element de reglare separat B–AG
4	F–BF	100% indicating controller	Regulator cu element de reglare separat B–AG
5	F–EB	Panel mounted manual setting ratio unit	Element de raport de tablou cu comandă manuală
6	F–EB	Panel mounted pneumatic setting ratio unit	Element de raport de tablou cu comandă pneumatică
7	F–EF	Field mounted manual setting ratio unit	Element de raport local cu comandă manuală
8	F–EF	Field mounted pneumatic setting ratio unit	Element de raport local cu comandă pneumatică
9	F–CB	Manual control station	Element de reglare manuală
10	F–GB	Manual loading station	Element de telecomandă
11	F–YB	Manual switching station	Element de comutare manuală
12	F–PB	Alarm unit	Element pneumatic de alarmă
13	F–DA	Deviation indicator	Indicator de abatere
14	F–DB	100% indicator	Indicator pneumatic
15	F–RB	Continuous recorder	Înregistrator continuu cu 1–3 peniţe
16	F–SB	Trend recorder	Înregistrator de tendinţă
17	F–HB	Function generator	Generator de funcţie de panou
18	F–HF	Function generator	Generator de funcţie
19	F–IB	Indicating integrator	Indicator contorizator
20	F–VB	Dual totalizer integrator	Integrator contorizator dublu
21	F–CA	Program transmitter	Programator pneumatic
22	F–TB	Single and multi case	Carcasă simplă şi multiplă
		Grupa Minimec 2	
23	B–AG	Blind controller	Regulator local fără indicare
24	B–CA	Computing unit	Element de calcul
		Grupa Campo	
25	J–AA	Pressure indicating controller	Regulator local de presiune
26	J–BA	Pressure indicating controller-transmitter	Regulator local de presiune indicator şi transmiţător

obţinute prin combinarea pe panou a modulelor care realizează funcţiile cerute. Aceste module pot fi montate unul lîngă altul în casete de dimensiuni adecvate, obţinîndu-se astfel panouri cu o concentraţie mai mare de aparate decît era posibil pînă acum şi permiţînd deci să se reducă spaţiul ocupat de panouri. Pentru această concentrare se vor utiliza casete din seria F–TB care pot cuprinde 1–6 module.

S-a acordat de asemenea o mai mare importanţă soluţiilor pentru problemele care privesc pe operator. Ca urmare s-au echipat regulatoarele, în unele variante, cu indicatoare de abatere pentru diferenţa dintre mărimea de intrare în sistemul de reglare şi mărimea parametrului reglat, ceea ce scoate în evidenţă în mod frapant orice funcţionare anormală. Totodată regulatorul are indicarea mărimii de comandă, precum şi un sistem complet de semnalizare cu becuri a unor situaţii de alarmă sau de funcţionare. Astfel se arată poziţia de funcţionare Automat-Manual (A/M). Este prevăzut de asemenea un dispozitiv cu care se poate obţine un transfer fără şoc (bumpless) de la o funcţionare automată la o comandă manuală şi invers, chiar dacă procesul este în regim tranzitoriu. Separarea funcţiei de înregistrare de regulator asigură o mai mare siguranţă în exploatare şi o mai bună legătură proces-operator. Conectarea modulelor cu procesul se realizează cu ajutorul unor conexiuni flexibile. Din punct de vedere pneumatic, legăturile sînt prevăzute cu robinete de izolare care permit deconectarea aparaturii de proces fără nici un inconvenient. Mecanismul conexiunilor flexibile este disponibil în două variante care diferă prin numărul de conexiuni posibile; una dintre ele are cinci legături şi este folosită pentru regulatoare, module pentru comandă la distanţă etc., adică pentru module concepute să realizeze funcţii de reglare sau semnalizare; cea de a doua are pînă la şapte legături şi este, utilizată pentru înregistratoare, indicatoare contorizatoare etc., adică pentru module care au fost concepute cu scopul de a înregistra, indica sau memoriza informaţii. În felul acesta este posibil să se înlocuiască între ele, temporar sau permanent, aparate cu funcţii similare fără pericolul de a se interconecta aparate cu funcţii diferite, ceea ce ar putea avea consecinţe grave în condiţii de funcţionare reală. Un exemplu care scoate în evidenţă avantajele acestei concepţii este înlocuirea unui regulator defectat sau a unuia care nu mai este necesar, cu un dispozitiv de comandă manuală, fără a întrerupe desfăşurarea procesului şi fără a modifica legăturile flexibile din spatele panoului. În felul acesta, în afară de obţinerea unei îmbunătăţiri tehnice şi funcţionale, concepţia acestei aparaturi asigură o reducere considerabilă a dimensiunilor panourilor, lucru de mare folos pentru operator. Operatorul are o

viziune generală şi instantanee asupra informaţiilor din proces, atît pentru că informaţia este vizibilă în acelaşi timp, cît şi pentru că numai informaţia de importanţă vitală, precum abaterea mărimii reglate faţă de mărimea de intrare, este evidenţiată în mod special. Atenţia lui este deci îndreptată numai spre informaţiile care sosesc de la buclele de reglare de care trebuie să se ocupe. În afară de acesta, uşurinţa şi simplitatea cu care se pot realiza acţiunile necesare asigură decizii rapide şi precise din partea operatorului.

Caracteristicile principale ale unor elemente ale sistemului pneumatic din grupa Flexair

Regulatoare. Ele sînt împărţite în două grupe care diferă prin felul în care informaţia este prezentată operatorului şi sînt denumite, respectiv, „regulatoare cu indicare abaterii" simbol F—AB şi F—AF (în italiană „regulatore indicatore di deviazione") şi „regulatoare indicatoare" simbol F—BB şi F—BF (în italiană „regulatore indicatore").

Principalele regulatoare sînt de tipul F—AB şi F—BB şi de variantele respective ne vom ocupa în prezentarea care urmează.

Aceste aparate cuprind toate funcţiile de reglare normală şi anume : Proporţional, Integral şi Derivativ. În plus, partea lor frontală are dispozitive indicatoare cu informaţii din proces care pot include posibilităţile următoare : buton pentru comandă manuală *M* sau automată *A*, indicator de abatere, disc pentru comanda manuală. disc pentru fixarea mărimii de intrare şi butoane pentru a comuta mărimea de intrare de pe intern *I* pe extern *E*. De asemenea pot fi prevăzute comutatoare pentru una sau două alarme şi lămpile de semnalizare respective.

Aspectul frontal cu unele dotări tipice este arătat în figura 1.

Toate variantele de regulatoare de aceste tipuri au următoarele caracteristici constructive comune :

— Scala şi indicatorul mărimii de ieşire *1* şi *2*. Mărimea de ieşire din regulator este arătată prin indicatorul *2* care se mişcă în faţa scalei fixe din stînga *1* gradată *3* la 15 sau 0,2 la 1 după cum se cere.

— Dispozitiv de transfer *10*. Pentru a uşura un transfer fără şoc („bumpless"), între reglarea manuală şi cea automată este prevăzut un dispozitiv cu bile şi cu ferestre.

— Butonul pentru transfer *A* şi *M* *6* şi *8* şi indicatoarele *5* şi *7* respective, care arată în ce sistem funcţionează reglarea.

— Regulator manual de presiune *11*. Tamburul *11* din dreapta scalei este destinat reglării manuale a procesului sau pentru asigurarea transferului fără şoc.

— Lămpi de alarmă 4 şi 9.

— Funcţiile de reglare pot fi P, PI, PD, PID cu următoarele valori:

Banda de proporţionalitate	0—500%
Timpul integral -	
varianta lentă	0,1—50 min
varianta rapidă	0,01—10 min
Timpul diferenţial	
varianta lentă	0,1—50 min
varianta rapidă	0,02—20 min

— Precizia etalonării 0,5%.

Precizia fixării limitelor de alarmă 2%.

— Limitele temperaturii exterioare —20°C la + 60°C.

— Consumul de aer instrumental max. 1 300 Nl/h.

— Montarea : în mod normal pe panou cu o înclinare de 0° la 5°, în mod special pe un pupitru cu o înclinare faţă de verticală de 10° într-un sens sau cu 70° în altul, specificată la comandă.

— Dimensiunile : frontale 174,5 × 95 mm ; lungimea 630 mm.

— Greutatea 8 kg.

— Contactele de alarmă 5 A (neinductiv) cu 220 V.

— Pot fi livrate pentru o montare grupată pînă la 6 elemente într-o carcasă F—TB care se poate monta pe un panou sau pe un cadru suport.

Unitatea care realizează funcţia de reglare în toate variantele regulatoarelor Flexair diferă de acelea normal folosite în regulatoarele pneumatice prin montarea modulară a părţilor constitutive, uşurînd în felul acesta operaţiile de întreţinere, prin tipul de componente utilizat şi prin sistemul adoptat pentru a realiza efectul *D*.

Această unitate cuprinde un amplificator diferenţial pneumatic cu coeficient de amplificare mare, funcţionînd pe principiul echilibrului de forţe. Efectul *P* şi *I* este asigurat de acest amplificator. Unitatea cuprinde şi un al doilea amplificator care primeşte la intrare mărimea măsurată (mărimea de reacţie) şi care asigură efectul *D*. În felul acesta, efectul *D* este independent de efectul *I* şi funcţionează numai pe baza mărimi reglate şi deci nu este influenţat de eventuale modificări ale mărimii de intrare din bucla de reglare. Acest efect *D* poate fi complet eliminat cînd regulatorul este pe funcţionarea manuală.

Unitatea de reglare este echipată cu un releu amplificator cu coeficient de amplificare mare şi compensare automată a influenţei variaţiilor presiunii de alimentare asupra mărimii de comandă a regulatorului.

Prin utilizarea acestor componente a fost posibil să se realizeze o unitate de reglare şi deci seria de regulatoare cu răspunsuri dinamice şi statice de mare calitate, potrivite pentru reglarea proceselor moderne. Unitatea este uşor demonstrabilă din şasiul regulatorului.

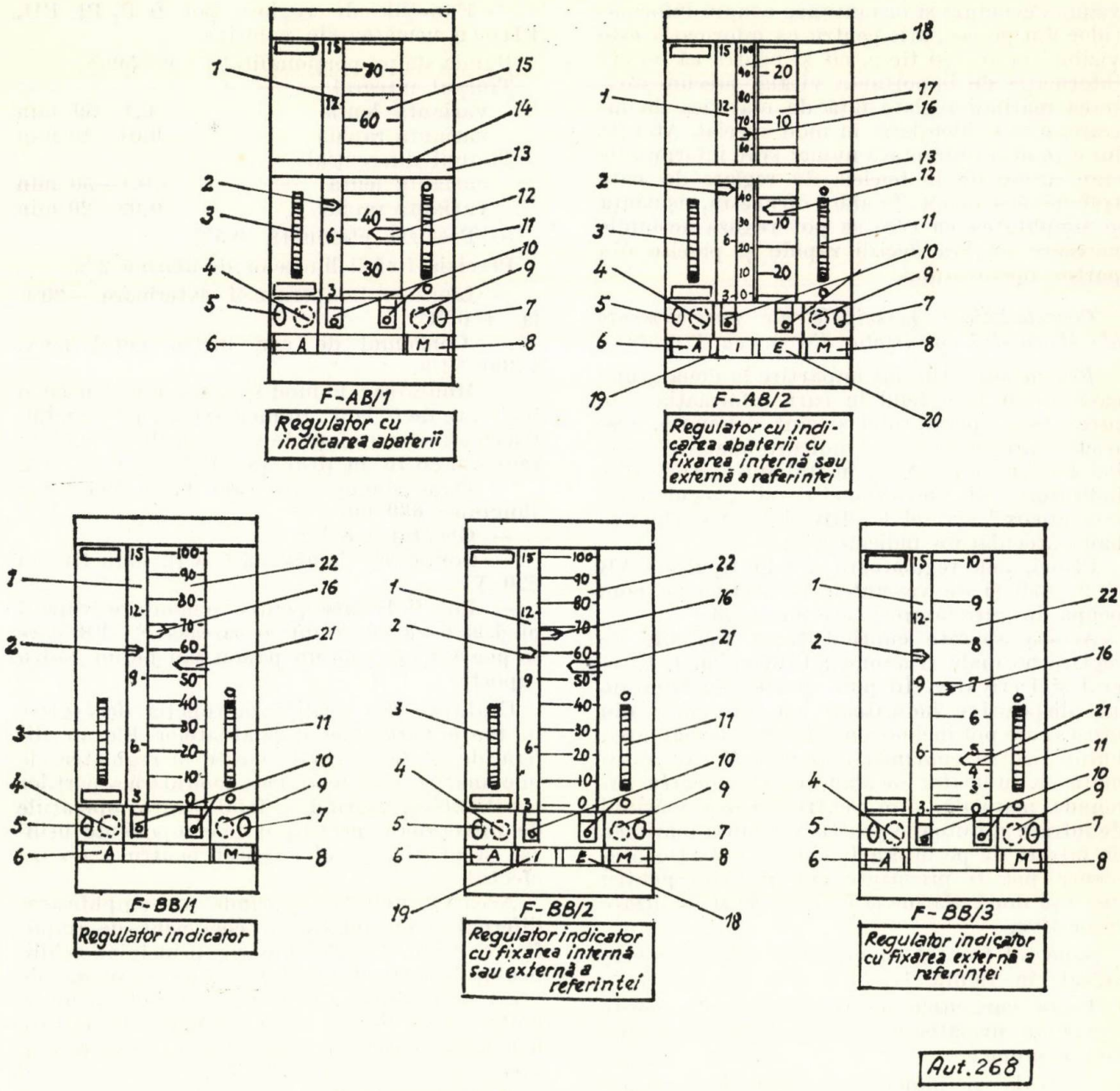


Fig. 1. Aspectul frontal al regulatoarelor pneumatice:

1 — scala mărimii de ieşire care poate fi gradată 0,2—1 kg/cm²; 2 — indicatorul mărimii de ieşire; *3* — dispozitiv pentru fixarea referinţelor *4* — lampă de semnalizare; *5* — indicator „funcţionare pe automat" *6* — buton pentru funcţionarea pe automat; *7* — indicator „funcţionare pe manual"; *8* — buton pentru funcţionarea pe manual; *9* — lampă de semnalizare; *10* — dispozitiv de transfer; *11* — regulator manual de presiune; *12* — indicator de abatere 13 — bandă „fără abatere"; *14* — linia index pentru referinţă; *15* — scala referinţei de tip mobil; *16* — indicator al mărimii de referinţă; 17 — scala abaterii; 18 — scala referinţei; *19* — buton pentru funcţionarea cu referinţă internă; *20* — buton pentru funcţionarea cu referinţă externă; *21* — indicator pentru mărimea măsurată; *22* — scala pentru mărimea măsurată şi mărimea de referinţă.

Pentru acordarea parametrilor regulatorilor cu caracteristicile procesului, procedeele recomandate sînt foarte simple. Un înregistrator adecvat la care se conectează mărimea reglată primită de la elementul de măsură poate fi de mare folos pentru stabilirea amplitudinii oscilaţiilor şi a eficienţei acordului atunci cînd se conectează regulatorul la proces.

Ordinea în care se stabilesc valorile parametrilor BP, T_i şi T_d este: BP; apoi BP şi T_i; BP şi T_d; BP, T_i şi T_d.

Metode de asemenea simplu de aplicat sînt recomandate şi pentru acordul regulatoarelor în cazul buclelor în cascadă sau de raport.

Caracteristicile specifice ale variantelor celor două tipuri de regulatoare sînt următoarele:

Regulatoare cu indicarea abaterii (fig. 1, F—AB/1). Acest tip de regulator a fost conceput în principal pentru panouri cu mare densitate de asemenea aparate unde să se atragă atenţia operatorului asupra apariţiei unei funcţionări anormale. Este dotat cu un

indicator de abatere care, pentru o deviaţie zero, este practic invizibil pentru operator şi este de fapt situat în spatele benzii întunecate, în centrul scalei. Indicatorul se deplasează pe 100 mm din scală, indicînd o abatere de ± 25% faţă de mărimea de referinţă. Scala *15* are o lungime totală de 200 mm, din care maximum 50% este vizibilă; această scală este liniară o — 100%, pătratică 0—10 sau gradată în unităţile referinţei. În partea stîngă a scalei pentru mărimea de referinţă se află scala de 100 mm pentru mărimea de comandă *1* şi indicatorul *2* arată valoarea respectivă care caracterizează poziţia elementului de execuţie. Această indicaţie precisă dă operatorului posibilitatea să aprecieze, chiar de la o oarecare distanţă, poziţia elementului de execuţie pentru semnalul de ieşire maxim sau minim, ceea ce s-a constatat că este foarte important în numeroase cazuri.

Regulator indicator (fig. 1, F—BB/1). Acest aparat diferă de precedentul numai prin felul în care prezintă informaţia. În fapt nu este echipat cu un indicator de abatere ci nu cu un indicator al valorii actuale a mărimii reglate *21*. Scala acestui indicator are 100 mm, este fixă şi vizibilă pentru 100% din lungime. Referinţa se fixează în partea stîngă a acestei scale. Concepţia aparatului, mai convenţională, îl face indicat pentru buclele de reglare din procesele în care este necesar să se vadă scala vizibilă pe 100% din domeniu; de asemenea, pe panourile pe care se găsesc şi alte tipuri de aparate sau mai ales în cazul buclelor de reglare la care nu este nevoie să se facă foarte evidentă abaterea.

Regulator cu indicarea abaterii pentru reglări în cascadă sau de raport (fig. 1, F—AB/2). Aparatul este echipat cu un grup de patru butoane pentru trecerea *A/M* şi pentru referinţa internă sau externă *I/E*. În regulator, scala centrală este fixă şi este împărţită în două: partea dreaptă, în faţa căreia se mişcă indicatorul abaterii, este marcată ± 25%; partea stîngă este scala mărimii de referinţă în faţa căreia se mişcă un indicator acţionat de un dispozitiv de recepţie a acestei mărimi, care este externă sau internă după poziţia comutatoarelor *I* şi *E*. În scopul de a se evita erori periculoase de manipulare şi pentru a nu face aparatul prea complicat, comutarea *I/E* poate fi făcută numai pe funcţionare manuală.

Această variantă a regulatorului poate fi livrată şi fără comutarea *I/E*, şi deci fără unitatea de generare a mărimii de referinţă, şi poate fi utilizată în buclele de reglare, precum în buclele de reglare de raport în care mărimea de intrare poate fi obţinută prin informaţii din proces sau manual cu ajutorul unui generator de raport.

Regulator indicator cu posibilitatea Intern/Extern pentru a se stabili mărimea de intrare (fig. 1, F—BB/2). Aspectul frontal al acestui aparat este identic cu cel al lui F—BB/1, cu adăugarea a două butoane *I* şi *E* — respectiv *19* şi 20 — care permit stabilirea mărimii de referinţă prin informaţie primită din exterior sau fixată pe acest regulator. Şi în primul caz mărimea de intrare este arătată de indicatorul *16*. Indicatorul 21 indică valoarea măsurată pe scala *22*, care poate fi liniară în procente 0—100%, pătratică 0—10 sau în unităţile mărimii măsurate.

Regulator indicator cu stabilirea din exterior a mărimii de intrare (fig. 1, F—BB/3). Cu acest tip de regulator mărimea de referinţă poate fi stabilită numai de la o sursă exterioară, de exemplu pentru bucle în cascadă sau de raport; în această situaţie nu se include şi posibilitatea fixării interne a referinţei. Informaţia primită din exterior este arătată de indicatorul 16.

Ing. *I. Papadache*

Diode redresoare cu siliciu tip K produse de IPRS—Băneasa

Caracteristici generale

Tehnologie

Diodele tip K sînt diode redresoare cu siliciu, dublu difuzate, montate în capsule F 62 m (fig. 1) cu trecerea izolantă din ceramică glazurată.

Polaritate

Se produc diode tip K cu ambele polarităţi: *directe*, la care catodul este conectat electric la capsula metalică, iar anodul izolat, şi *inverse*, la care anodul este conectat electric la capsula metalică, iar catodul izolat. Folosirea perechilor diodă directă-diodă inversă, de exemplu pe un radiator KNF 232, în anumite scheme de redresare permite realizarea directă a unei conexiuni anod-catod prin intermediul elementului de răcire. Se obţin în acest caz următoarele avantaje: folosirea unui singur radiator la două diode, economisirea unei conexiuni în domeniul curenţilor tari şi a unor elemente de fixare pentru radiatoare, economie de spaţiu şi cuplarea termică a celor două diode.

Terminale

De exemplu, la diodele directe, catodul este un şurub M 12×16, iar anodul un conductor flexibil de cupru cu secţiunea de 15 mm², format din fire cu diametrul de 0,1 mm, izolat în cauciuc siliconic şi terminat cu un papuc cu gaura de 6,2±0,2 mm.

Mod de răcire

Diodele tip K sînt răcite prin conducţie, pe radiatoare (fig. 2 şi 3). Tipurile de radiatoare recomandate, împreună cu caracteristicile lor termice şi dimensionale sînt indicate mai jos.

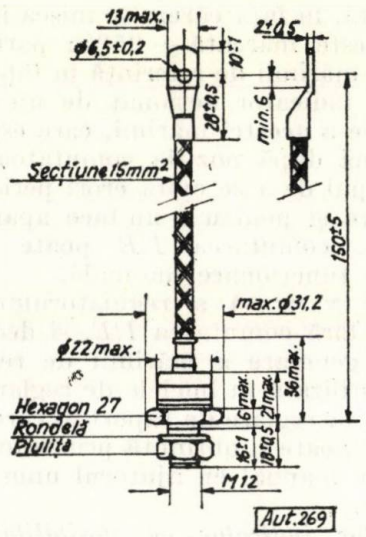


Fig. 1. Capsulă F 62 m (toate cotele sînt în mm).

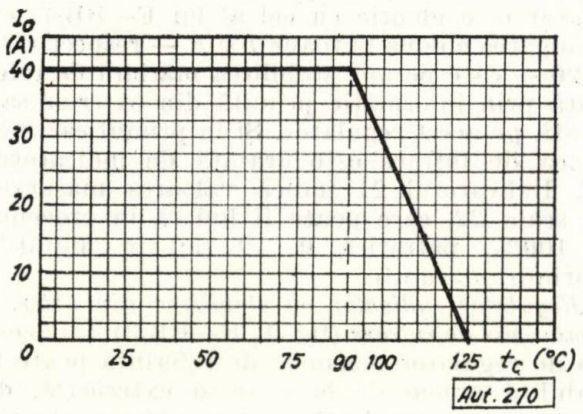


Fig. 2. Curentul mediu redresat I_0, în funcţie de temperatura capsulei t_c.

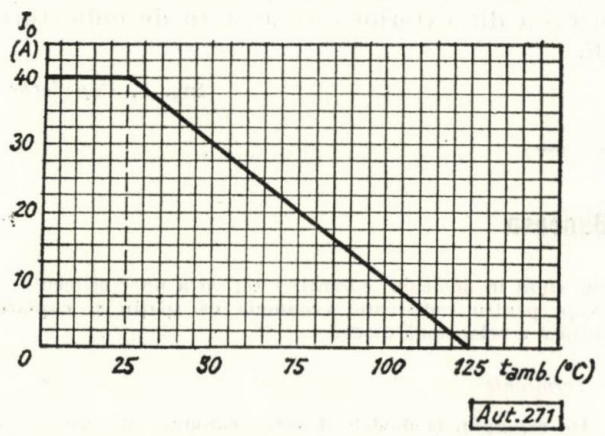


Fig. 3. Curentul mediu redresat I_0, în funcţie de temperatura ambiantă t_{amb}, dioda montată pe un radiator KNF 90, cu R_{th} = 1,2° C/W, convecţie naturală.

Montare pe radiator

Transferul optim de căldură de la capsulă la radiator depinde puternic de contactul termic realizat între cele două suprafeţe. Dacă se îndeplinesc următoarele deziderate, rezistenţa termică de contact diodă-radiator este circa 0,12°C/W;

— suprafaţa de contact a radiatorului să fie plană, fără zgîrîieturi, asperităţi, denivelări, neeloxată, nevopsită şi curăţată înainte de montare;

— gaura din radiator să fie debavurată, iar dacă este filetată să fie prevăzută cu un şanfren 2 mm × 45°;

— se interpune numai între partea plată a bazei şi suprafaţa radiatorului un strat fin de răşină siliconică SISS tip SI 340 pentru îndepărtarea aerului din contactul termic:

— la fixarea cu piuliţă se foloseşte şi o şaibă stelată;

— strîngerea diodei pe radiator se va realiza cu un cuplu min 8 Nm—max 10 Nm.

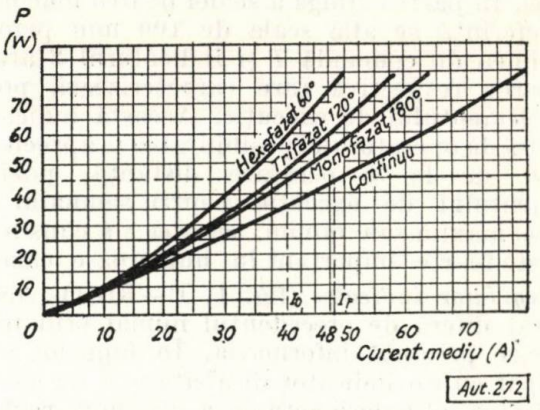


Fig. 4. Puterea medie disipată P, în funcţie de curentul mediu pentru diverse regimuri de redresare.

Marcare

Se înscriu pe corpul diodei: simbolul numelui fabricantului (β) sensul de conducţie (anod catod), la diodele directe codul sortului în clar (exemplu β K 1 140), la diodele inverse codul sortului în clar urmat de litera R (exemplu β K 1 140 R) şi reperul de serie.

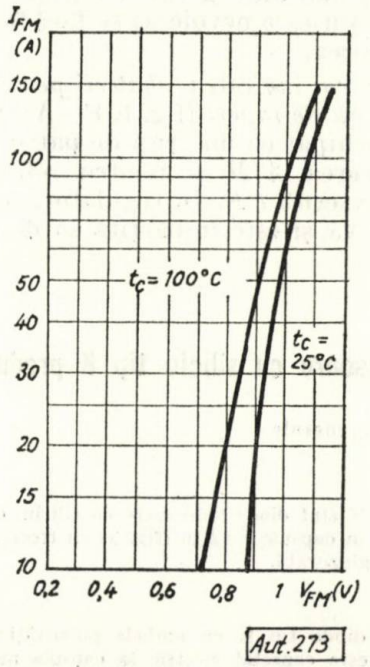


Fig. 5. Tensiunea directă de vîrf V_{FM}, în funcţie de curentul direct de vîrf I_{FM}, la t_c= 25°C şi t_c= 100 °C (valori tipice),

Mod de livrare

Diodele tip K se livrează cu şaibă stelată, piuliţă şi, la cerere, cu sau montate pe radiatoarele alese. Partea plată a bazei diodei se protejează pe timpul transportului cu o

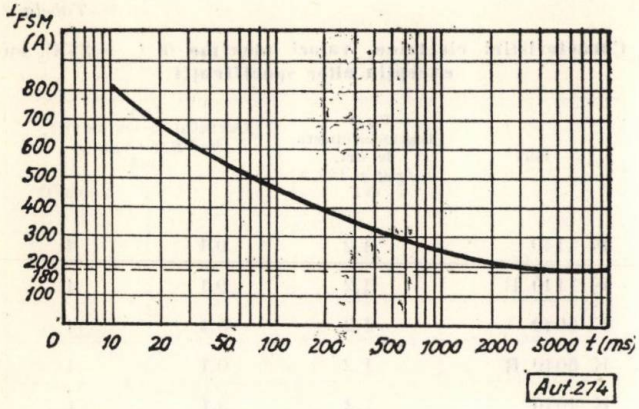


Fig. 6. Curentul de suprasarcină accidentală I_{FSM} în funcţie de durata suprasarcinii t, la $t_c = 25$ °C (semiundă sinusoidală).

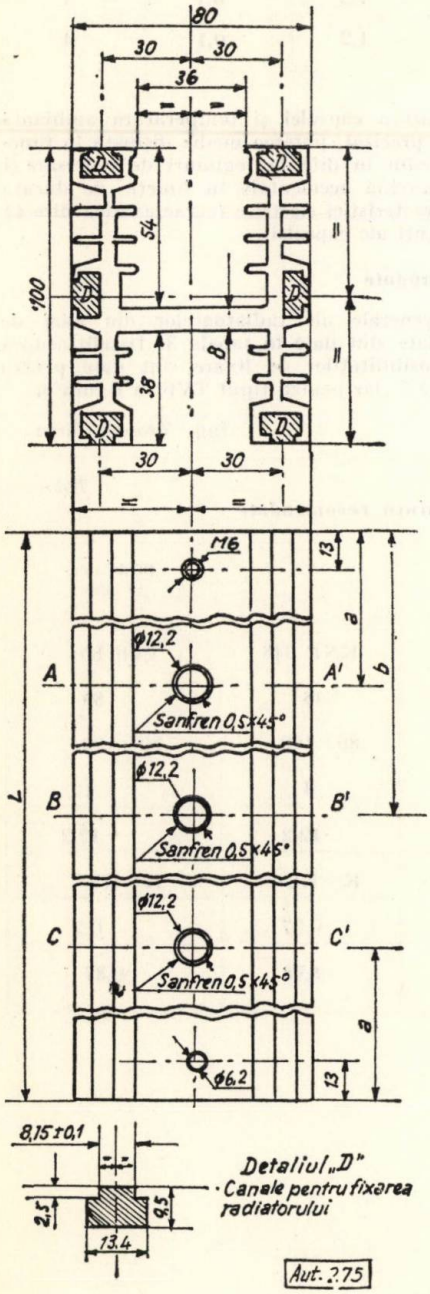


Fig. 7. Radiatoare tip KNF (toate cotele sînt în mm):

Sort	KNF 90
L	90
a	—1)
b	45
Sort	KNF 116
L	116
a	1)
b	58
Sort	KNF 232
L	232
a	58
b	—2)
Sort	KNF 348
L	348
a	58
b	174

1) Găurile ∅12,2 de pe axeleAA', CC' nu există.

2) Gaura ∅ 12,2 de pe axa BB' nu există.

rondelă de carton care se aruncă la operaţia de montare pe radiator.

Date mecanico-climatice

Dimensiuni

Desenul capsulei F 62 m este redat în figura 1. Dimensiunile radiatoarelor recomandate sînt indicate în figurile 7 şi 8.

Masa

Masa diodei fără radiator este de circa 80 grame.

Eforturi maxime admise de terminale

Terminalul flexibil suportă eforturi de tracţiune în conformitate cu STAS 8393/11—70 (tracţiune 50 N, durată 10±1 s). Şurubul ambazei este testat la un cuplu de 15 Nm, durată 10±1 s, în conformitate cu STAS 8393/11—70.

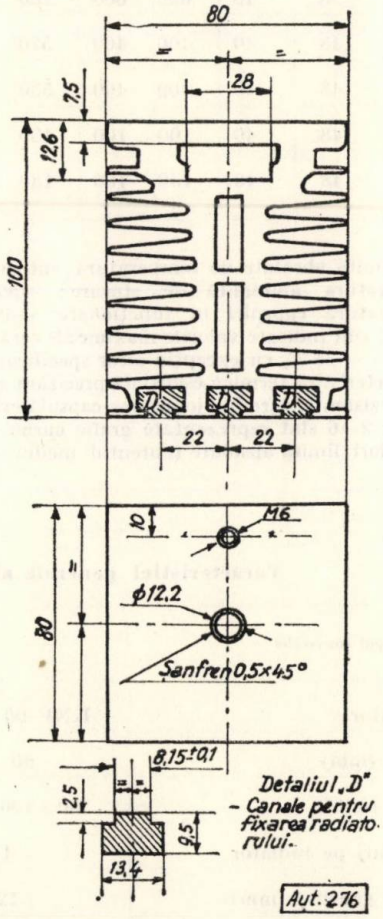


Fig. 8. Radiator TVF 80 (toate cotele sînt în mm).

Valori limită mecanice

Valorile limită de şocuri şi vibraţii sînt detaliate în NID 3260/72— „Diode cu siliciu dublu difuzate tip K".

Solicitări climatice limită

Capabilitatea diodelor de a suporta solicitări climatice ca: variaţii rapide de temperatură, ceaţă salină, căldură umedă, stocare la cald, etc. este precizată în NID 3260/72. Diodele sînt omologate pentru utilizări navale, omologare echivalentă cu categoria climatică THA II.

Valori limită absolute şi caracteristici

În tabela 1 sînt stipulate valorile limită absolute electrice-tensiuni şi curenţi-pentru funcţionarea în regim permanent sau tranzitoriu la $t_c = 25$°C, cu excepţia altor specificaţii.

Tabela 1

Valori limită absolute electrice, la t_c=25°C, cu excepţia altor specificaţii

Sort	I_F direct continuu (A) t_c =90°C	I mediu redresat (A) t_c =90°C	V_R= =V_{RW} (V)	V_{RRM} (V) t_c =90°C	V_{RSM} (V)	Curentul direct de vîrf (A) I_{RFM} repetitiv	Curentul direct de vîrf (A) I_{FSM} suprasarcină 10 ms
K 1140	48	40	1000	1000	1300	180	800
K 1140 R	48	40	1000	1000	1300	180	800
K 6040	48	40	600	600	780	180	800
K 6040 R	48	40	600	600	780	180	800
K 4040	48	40	400	400	520	180	800
K 4040 R	48	40	400	400	530	180	800
K 1040	48	40	100	100	130	180	800
K 1040 R	48	40	100	100	130	180	800

Valorile limită absolute de temperatură sînt următoarele:
— temperatura ambiantă de stocare: −55...+150°C;
— temperatura capsulei în funcţionare: −40...+150°C.

În tabela 2 sînt indicate valorile maxime ale caracteristicilor electrice la t = 25 °C, cu excepţia altor specificaţii.

Ca o caracteristică termică esenţială precizăm că valoarea maximă a rezistenţei termice joncţiune-capsulă este 0,8°C/W.

În figurile 2—6 sînt reprezentate grafic curbe de variaţie ale unor valori limită absolute (curentul mediu redresat în funcţie de temperatura capsulei şi temperatura ambiantă pentru un radiator precizat, puterea medie disipată în funcţie de curentul mediu în diferite regimuri de redresare şi curentul de suprasarcină accidentală în funcţie de durata suprasarcinii) şi caracteristici electrice (caracteristica directă la diverse temperaturi ale capsulei).

Tabela 2

Caracteristici electrice, valori maxime la t_c = 25°C, cu excepţia altor specificaţii

Sort	V_{FM} Tensiunea directă de vîrf, la I_{FM} = 125 A (V)	I_{RM} Curentul invers de vîrf, la V_{RM}=V_{RWM} (mA)	t_c=125°C
K 1140	1,2	0,1	4
K 1140 R	1,2	0,1	4
K 6040	1,2	0,1	4
K 6040 R	1,2	0,1	4
K 4040	1,2	0,1	4
K 4040 R	1,2	0,1	4
K 1040	1,2	0,1	4
K 1040 R	1,2	0,1	4

Radiatoare recomandate

Caracteristicile generale ale radiatoarelor din aliaj de aluminiu recomandate sînt date în tabela 3. Detalii asupra dimensiunilor şi posibilităţilor de fixare sînt date pentru tipul KNF în figura 7, iar pentru tipul TVF în figura 8.

Ing. *Traian Cârcu*

Tabela 3

Caracteristici generale ale radiatoarelor din aliaj de aluminiu recomandate

Tipul convecţiei	NATURALĂ				FORTATĂ (5 m/s)
Sort radiator	KNF 90	KNF 116	KNF 232	KNF 348	TVF 80
Lungimea (mm)	90	116	232	348	80
Secţiunea (mm²)	80×100	80×100	80×100	80×100	80×100
Nr. de găuri pe radiator	1	1	2	3	1
Diametrul găurilor (mm)	12,2	12,2	12,2	12,2	12,2
Se recomandă pt. diodele	K—KS	K—KS	K—KS	K—KS	K—KS
R_{th} (°C/W)	1,2	0,92	0,58	0,37	0,2
Masa (kg)	0,51	0,66	1,32	1,98	0,87

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE

Accelerarea ritmului de diversificare şi modernizare a producţiei

Consfătuire organizată la Bucureşti cu specialişti din industria constructoare de maşini, electrotehnică şi electronică

Industria electronică este unul din factorii hotărîtorii ai revoluţiei tehnico-ştiinţifice care caracterizează epoca actuală ca urmare a nenumăratelor ei aplicaţii şi a dinamicii de creştere anuală mult mai activă decît ansamblul ramurilor industriale de bază. Electronica este proprie ultimilor cinci decenii şi reprezintă prin excelenţă progresul, datorită tehnicilor de vîrf care le exprimă, a noutăţii şi complexităţii tehnologiilor, din cele mai moderne domenii, pe care le foloseşte, datorită continuei diversificări şi perfecţionări, a înaltei precizii pe care o reclamă produsele sale.

Şi industria din România a urmat această lege a progresului actual; cantitativ, producţia electronică a crescut de 14 ori în 1972 faţă de 1960, iar la nivelul anului 1975, producţia de aparatură electronică şi de piese va ajunge probabil la de 4—5 ori producţia anului 1970. Principalul indicator sintetic calitativ al programului din aceşti cinci ani este ponderea valorică a produselor noi şi modernizate în totalul producţiei. În perioada 1971—1975, în industria electronică, aproape 80% din sortimente vor fi constituite din produse noi, care nu au mai fost fabricate anterior. Grupele mai importante de produse prevăzute pentru asimilare sau modernizare se referă la maşinile electronice de calcul şi la calculatorul de capacitate medie, circuite electronice integrate, elemente electronice de automatizare, aparate de măsură şi control electronice, bunuri de consum. Microelectronica joacă un rol de prim ordin. La baza acestui program trebuie să se afle o reţea proprie de cercetare-proiectare, o activitate susţinută, eforturi deosebite în compartimentele de concepţie.

Tema uneia din consfătuirile organizate la Bucureşti cu ocazia „Zilei constructorilor de maşini din Republica Socialistă România" s-a ocupat de „Accelerarea ritmului de diversificare şi modernizare a producţiei". problemă de permanentă actualitate pentru industria electronică. În comunicarea de deschidere a consfătuirii, prezentată de *directorul general al Direcţiei generale tehnice şi investiţii* din Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini Grele — Ion Crişan — s-a subliniat rapiditatea cu care sînt introduse astăzi în producţie noile descoperiri, de exemplu, pentru circuitele integrate au fost suficienţi trei ani, pentru tranzistoare cinci, în timp ce pentru televiziune şi radar 14 ani, pentru radio 35 de ani, iar pentru telefon 56 de ani. În cuvîntul său, vorbitorul a subliniat că , în faţa creşterii în permanenţă a vitezei cu care se extinde progresul tehnic, condiţia obligatorie pentru eficacitatea şi competitivitatea produselor româneşti constă în *dezvoltarea mai departe a potenţialului propriu de cercetare*, indispensabil atît pentru a realiza creaţii proprii, cît şi pentru a valorifica licenţele achiziţionate.

A mai arătat că principiul de bază al dezvoltării cercetării în construcţia de maşini a fost *obţinerea unei legături fluente între cercetare şi fabricaţie*, a unui lanţ complet al transferului tehnologic, prin realizarea completă şi integrală a produsului — cercetare, proiectare, execuţie — în aceeaşi unitate.

Un alt aspect important este acela al *definirii unui profil propriu de cercetare*, legat de introducerea progresului tehnic. Selecţionarea produselor pentru care se desfăşoară cercetarea şi proiectarea trebuie astfel efectuată încît, ţinînd seamă de experienţa acumulată care să permită rezolvări prompte şi eficiente, cum şi de posibilităţile de export şi de cooperare internaţională în producţie şi desfacere, produsul să se poată impune pe piaţa mondială.

Tehnica proiectării a făcut de asememea progrese importante, *proiectantul modern fiind asistat de calculator* nu numai pentru rezolvarea calculelor laborioase şi pentru optimizarea soluţiilor, dar şi pentru acţiunea de proiectare însăşi. Un loc de muncă pentru proiectare asistat de calculator este prevăzut cu un ecran catodic cu creion electronic şi un echipament periferic de introducere a datelor, cu o conexiune între calculator şi un aparat de realizare a microfilmelor şi cu un depozit de date şi de desene tip.

***

Vorbind despre „Contribuţia electronicii la modernizarea industriei constructoare de maşini — la modernizarea producţiei", *directorul Institutului de cercetări electronice* — Valeriu Ceoceonică — a remarcat creşterea ponderii industriei electronice în industria constructoare de maşini, în România, datorită ritmului său prioritar de dezvoltare : în 1970 reprezenta 5%, în timp ce după două decenii trebuie să reprezinte 16—17% din toată producţia construcţiei de maşini. „Dacă în 1970, electronica profesională nu reprezenta decît 12% din totalul industriei electronice, iar în 1990 urmează să reprezinte aproximativ 50%, se poate deduce în ce măsură trebuie să crească producţia de tehnică de calcul, instalaţii de automatizare, radiocomuncaţii profesionale, aparatură electronică de măsurat, instalaţii de electronică industrială şi alte aparate şi instalaţii electronice destinate industriei. Numărul de produse noi ce urmează să intre în producţie este deci considerabil. Numeroase categorii de noi componente, materiale şi instalaţii se vor fabrica pentru prima dată — cea mai mare parte ca rezultat al cercetării proprii".

„Astăzi, nivelul de dezvoltare economică nu se mai apreciază numai după valoarea globală a bunurilor produse, ci mai ales după structura producţiei, modernitatea ei, eficienţa economică cu care este realizată. În electronica profesională, de exemplu, costul materialelor şi al componentelor reprezintă doar a cincea pînă la a şaptea parte din costul produsului finit, preţul pe tona de astfel de aparate şi instalaţii fiind foarte ridicat, datorită cantităţii de muncă şi în special de muncă de concepţie înglobată. De altă parte, în timp ce unele ramuri industriale încep să resimtă lipsa materiilor prime sau scumpirea lor, în electronica profesională procesul este invers, componentele fiind din ce în ce mai ieftine".

Electronica poate contribui direct la modernizarea construcţiei de maşini, ca şi a întregii economii. În primul rînd, contribuie prin aparatura de măsurat mărimi mecanice sau dimensiuni geometrice, pe care le determină mult mai precis. De exemplu, microcomparatoarele electronice elaborate în ţară permit măsurări şi sortări de piese cu precizia de 0,5 μm, deci de zece ori mai precis decît cu micrometrul.

Pentru studiul comportamentului în regim dinamic al organelor de maşini şi al pieselor, electronica pune la dispoziţie vibrometre, tensometre, torsiometre, stroboscoape, — aparate care măsoară cu mare precizie deformaţiile, vibraţiile, alunecarea—oferind rezultatele sub formă direct utilizabilă la calculatorul electronic.

În tehnica mărimilor electrice se poate vorbi de o adevărată revoluţie, care va duce poate la dispariţia aparatelor cu ac, datorită aparaturii cu afişare numerică, de mare precizie, pentru măsurări la frecvenţe mult superioare şi cu rezistenţe de intrare de ordinul miilor de Mohmi. Industria noastră electronică realizează acum o gamă de aparate numerice de măsurat mărimi electrice : frecvenţmetre, multimetre, voltmetre etc. ; în curînd va fi gata un voltmetru numeric de panou cu 4 cifre, de dimensiuni reduse, care va înlocui practic toate aparatele de panou cu ac. Multe din aceste aparate electronice fabricate în România sînt binecunoscute şi apreciate în ţări cu tradiţie industrială, care le achiziţionează acum de la noi.

Automatizarea proceselor tehnologice şi folosirea calculatoarelor pentru conducerea şi optimizarea proceselor tehnologice constituie de asemenea contribuţii însemnate ale electronicii la sporirea eficienţei echipamentelor şi utilajelor. Un rol important îl joacă în construcţia maşinilor-unelte cu comandă programată ; un progres substanţial înregistrează teletransmisia mărimilor măsurate şi centralizarea datelor pentru prelucrarea lor pe calculator.

Binecunoscută este contribuţia calculatoarelor electronice în proiectare, ca şi la bunul mers al întreprinderii : de la evidenţa stocurilor de materii prime şi piese, a contractelor, lansarea producţiei, la întocmirea statelor de salarii.

În intervenţia sa în cadrul discuţiilor, directorul Institutului de cercetări pentru electronică s-a referit la oportunitatea,

în anumite cazuri, ca institutele să realizeze microproducţii, dar acestea nu trebuie să fie întîmplătoare şi neeficiente, ci bine organizate şi cu un minimum de utilaje.

S-a mai referit, de asemenea, la faptul că deşi institutelr şi întreprinderile au realizări importante ale colectiveloe lor de cercetări şi proiectanţi, sau tehnologii noi, acestea nu sînt întotdeauna şi destul de larg cunoscute, ceea ce poate genera grave prejudicii economiei.

***

Înlăturarea acestei deficienţe şi deci asigurarea unei informări prompte şi eficiente privind produsele şi tehnologiile realizate în ţară şi peste hotare, atît cele noi, cît şi cele existente în fabricaţie şi rezultatele aplicării lor, preocupă mai de mult *Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice* al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini Grele şi al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini Unelte şi Electrotehnicii. Cu ocazia consfătuirii amintite, a fost prezentă la standurile expuse de O.D.P.T. gama largă de publicaţii pe care le editează : BIT-seria electronică — pentru difuzarea noutăţilor tehnice din lumea întreagă, BITE — pentru informarea tehnico-economică a cadrelor de conducere, NM — seria electricieni şi electronişti de montaj — pentru popularizarea în rîndul tehnicienilor, maiştrilor şi muncitorilor a noilor tehnologii şi produse, CA şi CO — cataloage de informare asupra tuturor produselor unicat realizate în ţară, cum şi asupra tuturor produselor din fabricaţia curentă, la întreprinderile din industria constructoare de maşini, electrotehnică şi electronică. Au fost prezentate şi metode moderne de propagare a noutăţilor, mijloacele audiovizuale : filme şi seturi de diapozitive în culori, realizate în ultimul an de O.D.P.T. ; de exemplu filmul „Autoutilarea contribuie la promovarea tehnicii noi" arată ce s-a obţinut în acest sens în ţara noastră, în domeniul electronicii ; cîteva filme alb-negru se ocupă de controlul de calitate, activ, pasiv, fiabilitate ; un set de diapozitive cuprinde imagini despre „Echipamentul electric şi electronic al maşinilor-unelte fabricate în România", altul despre „Semiconductoare şi aplicaţiile lor", sau despre „Operator electronic de măsură şi control, construcţie, montare, funcţionare", despre „Echipamente şi aparataj de radiocomunicaţii profesionale", despre „Fiabilitate" etc.

Va fi desigur în sprijinul cercetătorilor, proiectanţilor, inginerilor şi celorlalte cadre din producţie setul de diapozitive în culori, în curs de apariţie, care se ocupă de : „Metode de documentare individuală şi surse de informare".

Ing. *Teodosia Oprescu*

Produse şi tehnologii noi prezentate la expoziţia dedicată zilei constructorilor de maşini

În luna iulie a acestui an s-a organizat în Bucureşti, în cadrul „Zilei constructorilor de maşini", o expoziţie a principalelor realizări ale întreprinderilor celor două ministere : Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini Grele şi Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini-unelte şi Electrotehnicii, cu tema „Produse şi tehnologii noi în construcţia de maşini".

În incinta pavilionului expoziţional de la „Casa Scînteii" au fost prezentate produse şi tehnologii realizate de unităţile constructoare de maşini în decursul ultimului an.

Pentru a ilustra mai pregnant principalele tendinţe existente în ramura construcţiei de maşini, colectivul de coordonare a expoziţiei a amenajat, pe lîngă standurile celor zece centrale industriale prezente, standuri tematice cu denumiri ca : „Maşini-unelte cu comandă numerică şi afişaj de cote", „Noi tehnologii de prelucrare a metalelor", „Contribuţii la economia de energie", „Utilaje pentru tehnologia frigului" etc.

Printre exponatele sectorului de maşini-unelte cu comandă numerică şi afişaj de cote s-au evidenţiat echipamentele electronice de comandă numerică cu acţionări reglabile, traductoarele de măsură, variatorul electronic de turaţie, componentele electronice etc. Cu astfel de echipamente sînt dotate o serie de maşini de prelucrare a metalelor, de alezat, frezat, rectificat şi altele, rezultat al colaborării dintre institutele de cercetare şi întreprinderile productive.

Multe din maşinile-unelte expuse se bazează pe soluţii constructive originale. Între acestea se remarcă strungul SNB—320, căruia constructorii Intreprinderii de strunguri din Arad i-au adus îmbunătăţiri esenţiale, brevetate ca invenţie — pentru schimbarea turaţiilor în timpul lucrului, fapt ce permite o creştere cu circa 20 la sută a productivităţii.

Au fost apoi înfăţişate rezultatele obţinute prin elaborarea, de către I.C.T.C.M., a unor tehnologii proprii, aplicate în mai multe turnătorii, care permit realizarea unor piese complexe cu un consum redus de manoperă şi în special de metal, precum şi machetele unor cuptoare pentru tratamentul termic şi de inducţie, agregate care se produc la întreprinderea „Independenţa" Sibiu. Fabricarea acestora din urmă asigură îmbunătăţirea calităţii fontei şi reducerea consumului de cocs.

Tipizarea pe familii de produse este o problemă esenţială şi expoziţia a reflectat rezultatele obţinute în acest sens, prin prezentarea reductoarelor tip destinate acţionării maşinilor şi utilajelor de ridicat şi transportat şi a unor maşini-unelte, precum şi prin echipamentele tipizate pentru manevrarea hidraulică a comenzilor de la diverse maşini şi utilaje.

Un stand special a evidenţiat contribuţia industriei constructoare de maşini la reducerea consumurilor de energie în diverse ramuri ale economiei naţionale. Au fost elaborate tehnologii originale privind folosirea şisturilor bituminoase drept combustibil în centralele termoelectrice, avînd în vedere că utilizarea acestui combustibil, nefolosit pînă în prezent, va permite obţinerea unor importante economii. Tot în sensul folosirii raţionale a resurselor de energie se pot menţiona şi noile tipuri de cazane A.M.I., precum şi multe tipuri de arzătoare complet automatizate.

La acelaşi stand, a mai fost expusă o maşină electronică, brevetată ca invenţie, folosită în domeniul proiectării sistemelor de injecţie la motoarele diesel.

Edificatoare pentru potenţialul industriei construcţiilor de maşini, pentru contribuţia ei la dotarea tehnică a diferitelor sectoare, sînt alte două mari realizări.

Este vorba de primul reductor naval, fabricat la Intreprinderea de construcţii de maşini din Reşiţa, şi de prima vană fluture destinată hidrocentralei de la Lotru.

Ca rezultat al colaborării specialiştilor de la „Electrouzinproiect" din Bucureşti, „Electroputere" — Craiova şi Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice, a fost prezentată schema instalaţiei pentru staţiile de încercări de mare putere, utilaj de o deosebită complexitate, pus în exploatare la uzina din Craiova.

Centrala industrială de autovehicule, tractoare şi maşini agricole a expus o serie de maşini-unelte şi instalaţii, realizate cu forţe proprii. Sînt maşini de mari performanţe, de un înalt nivel tehnic.

Diversificarea producţiei, promovarea tehnologiilor noi, ridicarea calităţii produselor au constituit preocupări majore şi în domeniul construcţiei de utilaj petrolier. Dintre exponatele prezentate s-a bucurat de aprecieri deosebite prevenitorul de erupţie, realizat de întreprinderea „1 Mai" Ploieşti. Noul produs, indispensabil dezvoltării programului de foraj la mare adîncime, a fost încercat cu succes şi peste hotare, în R. F. Germania, demonstrîndu-şi calităţile superioare, şi a fost brevetat în ţări ca S.U.A., R.F.G., şi Anglia.

Standul de utilaj petrolier a mai cuprins şi cîteva tipuri de sape de foraj de înaltă productivitate, schema instalaţiei de foraj pînă la 10 000 metri adîncime, aflată în curs de fabricaţie, precum şi macheta primei platforme de foraj marin.

În aer liber, pe platforma din faţa pavilionului, au fost expuse diverse tipuri de maşini şi utilaje destinate mecanizării agriculturii.

Dintre acestea enumerăm semănătoarea de cereale cu 48 de rînduri (vechiul tip avea 29 de rînduri), semănători echi-

pate cu dispozitive pentru împrăştierea îngrăşămintelor şi ierbicidelor, utilaje mari pentru tractoare de tip greu etc. O noutate o constituie combina autopropulsată de mare productivitate, realizată într-o construcţie modernă, pentru un complex de lucrări agricole.

A mai fost expus autoturismul de teren ARO—244, realizat de Intreprinderea mecanică Muscel — Cîmpulung, destinat transportului de persoane şi de mărfuri, cu performanţe tehnice dintre cele mai bune.

Electronica, ramură cu cel mai rapid ritm de dezvoltare în cadrul industriei constructoare de maşini, a ocupat un loc important în expoziţie.

Alături de produsele de larg consum, evoluate şi ele în noi serii şi variante complet tranzistorizate (cum este de exemplu, televizorul portabil, care va fi livrat comerţului încă în cursul acestui an), electronica profesională cunoaşte o evoluţie rapidă. Pe baza unor concepţii proprii, originale, s-au realizat aparate electronice de măsură şi control, aparate pentru automatizarea proceselor industriale, aparatură în domeniul tehnicii de calcul, componente electronice de înalt nivel tehnic cum ar fi tiristoare, tranzistoare, circuite integrate etc.

Din noutăţile în domeniul televizoarelor, s-au prezentat modelul „Electra", televizor pe jumătate tranzistorizat, cu diagonala ecranului de 59 cm, echipat cu selector de canale, şi modelul „Diana".

Un exemplu al modernizării producţiei în pas cu tehnica mondială îl constituie calculatoarele de birou „Felix". Ca rezultat al perfecţionării continue, de la modelul CE—32 aflat în fabricaţie în 1970—71, care cîntărea 21 de kg, tipurile introduse în prezent în producţie, CE—164 şi 126, au o greutate de numai 1,8 kg şi prezintă avantaje superioare.

S-au bucurat de succes echipamentele pentru comandă numerică şi afişarea cotei, de tipul NUMEROM, create de Institutul de proiectări pentru automatizări şi fabricate la Fabrica de elemente de automatizare din Bucureşti. Ele permit ca maşina-unealtă să lucreze fără intervenţia muncitorului, pe baza unui program dinainte stabilit. În fiecare moment al funcţionării maşinii, datorită echipamentului NUMEROM apar afişate pe un tablou, pentru control, dimensiunile piesei prelucrate.

A fost de asemenea organizat un concurs de către cele două ministere de resort.

Concursul a avut la bază criteriile :

— produsul sau tehnologia să fie asimilate în perioada 30 iunie 1972 — 30 iunie 1973 ;

— să fie elaborate pe bază de concepţie proprie ;

— produsul să fie de complexitate tehnică ridicată, iar tehnologia să prezinte efecte economice importante ;

— să aibă caracteristici tehnico-economice competitive pe piaţa externă.

De asemenea este de precizat că, în acordarea premiilor, s-a ţinut seamă de nivelul cheltuielilor materiale necesare pentru obţinerea produsului, de gradul de integrare cu materiale din ţară, de gradul de originalitate al soluţiilor adoptate în fabricaţie, de valoarea totală a producţiei ce se va realiza, de modul în care se vor îmbunătăţi productivitatea şi consumurile de materiale etc.

Din clasamentul final prezentăm produsele industriei de maşini-unelte şi electrotehnicii.

Premiul I a fost atribuit realizării „Maşini şi echipamente pentru comanda numerică şi afişarea cotei" — rezultat al colaborării între patru institute de cercetări şi proiectări şi cinci întreprinderi.

Premiul II a fost acordat următoarelor produse :

— „Seria de transformatoare de 100—160 kVA" — realizate de întreprinderea „Electroputere" — Craiova.

— „Aparate de măsură electronice" — concepute de Institutul de cercetări electronice.

— „Strungul SNB—320" — fabricat de Intreprinderea de strunguri Arad.

— „Motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit şi frînă electromecanică tip ASFM — produse de Intreprinderea de maşini electrice — Bucureşti.

Dintre tehnologiile premiate s-a clasat pe locul I :

— „Schema instalaţiei pentru staţiile de încercări de mare putere" — realizată de „Electrouzinproiect", „Electroputere" şi I.C.P.E.

Ing. *C. Andrei*

Expoziţia de aparatură electronică a Institutului de cercetări şi proiectări electronice

În luna mai 1973 s-a deschis la Sala Palatului R.S.R. o expoziţie de aparatură electronică prezentată de Institutul de cercetări şi proiectări electronice — Bucureşti.

Institutul se ocupă cu cercetarea, proiectarea, realizarea de prototipuri şi documentaţii, studii tehnico-economice, încercări, elaborări de norme şi standarde referitoare la aparatura electronică.

Sarcina sa principală este realizată unei cercetări aplicative orientate către industrie. Institutul trebuie să dea industriei întregul know-how corespunzător a ceea ce s-ar obţine prin cumpărarea unei licenţe.

Institutul îşi desfăşoară activitatea în mai multe domenii şi anume ;

— aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice ;

— aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice ;

— aparatură electronică medicală ;

— aparatură electronică industrială ;

— aparatură electronică pentru radiocomunicaţii profesionale ;

— ferite.

Expoziţia a prezentat ultimele prototipuri omologate de aparate electronice din domeniile enumerate mai sus, precum şi o diversitate de ferite fabricate prin microproducţie cu o gamă foarte largă de aplicaţii practice.

Din domeniul aparatelor electronice pentru măsurarea mărimilor electrice s-au făcut remarcat următoarele prototipuri :

Osciloscopul de laborator E 0103 constituie ultimul şi cel mai modern din seria celor 3 osciloscoape realizate de I.C.E.

Este construit pe principiul sertarelor interşanjabile, fapt care permite ca, folosind diferite sertare şi acelaşi cadru de bază, să se extindă foarte mult posibilităţile de măsurare pentru a răspunde diferitelor cerinţe impuse de măsurări.

Cadrul de bază conţine :

— amplificatorul final Y cu linie de întîrziere :
— amplificatorul *X*
— calibratorul ;
— tubul catodic ;
— blocul de alimentare,

şi urmează a fi echipat cu următoarele sertare interşanjabile ;

— amplificator *Y* cu 2 canale ;
— amplificator *Y* diferenţial ;
— bază de timp simplă ;
— baza de timp retardată :
— unitate de eşantionare.

Tubul catodic de formă dreptunghiulară are o suprafaţă utilă de măsurare de 80 × 100 mm şi o tensiune de postaccelerare de 100 kV.

Amplificatorul orizontal se caracterizează printr-o bandă de trecere de 0—5 MHz şi o impedanţă de intrare de $R = 1M\Omega$ în paralel cu $C_{max.} = 50$ pF.

Calibratorul furnizează tensiuni cu o frecvenţă de 1 kHz şi cu valorile de 120 mV_{vv} şi 1,2 V_{vv}.

Amplificatorul Y cu 2 canale are banda de trecere 0—50 MHz şi coeficienţii de deviaţie 20 mV/div — 20 V/div (scara 1, 2, 5).

Timpul de creştere este 12 ns, iar impedanţa de intrare este $R = 1$ M Ω în paralel cu $C_{max} = 47$ pF.

Baza de timp simplă are coeficienţii de baleiaj : 0,2 μs/div — 0,5 s/div (scara 1, 2, 5) şi un coeficient de extindere 10.

Sincronizarea bazei de timp poate funcţiona în 3 moduri : automat, declanşat monodeclanşat.

Puterea consumată de la reţea este de 140 VA şi greutatea de 26 kg.

Cu aceste performanţe, osciloscopul E 0103 poate sta alături de cele mai bune realizări pe plan mondial din clasa respectivă.

Multimetrul electronic E 0403 este un aparat portabil, cu multiple posibilităţi de măsură.

Poate măsura tensiuni şi curenţi continui şi alternativi, rezistenţe, capacităţi şi dispozitive semiconductoare.

Printre caracteristicile acestuia, menţionăm :

— obţinerea unei impedanţe mari de intrare cu ajutorul unui etaj de intrare cu tranzistor cu efect de cîmp ;

— liniaritate foarte bună cu ajutorul unui amplificator cu detecţie în bucla de reacţie :

— măsurarea tensiunilor continue prin transformarea lor în tensiuni alternative cu ajutorul unui chopper echipat cu tranzistor cu efect de cîmp ;

— indicarea automată a polarităţii în curent continuu printr-un detector sensibil la fază şi un microampermetru auxiliar ;

— măsurarea tensiunilor de înaltă frecvenţă pe scări liniare cu ajutorul unui oscilator LC de 60 kHz şi al unei sonde cu diode ;

— stabilirea automată a punctului static de funcţionare pentru măsurarea parametrului h_{fe} la tranzistoare ;

— asigurarea unei tensiuni stabilizate cu ajutorul unui convertor de curent continuu funcţionînd cu randament ridicat (70%) la variaţia tensiunii de alimentare în limitele 2,4—6 V.

Aceste caracteristici conferă multimetrului game largi de măsură în care măsurările se execută cu o precizie ridicată.

Măsurarea tensiunii continue se face, cu indicarea automată a polarităţii, în gama 10 mV—1000 V, cu o precizie de ±1% în cap de scară ±1,5% din citire şi o rezistenţă de intrare de 1 MΩ.

Măsurarea tensiunii alternative se face în gama 10 mV—700 V (se măsoară valoarea medie şi se indică valoarea pentru o tensiune sinusoidală), cu o precizie de ± 1% din cap de scară ±2%din citire pentru frecvenţa de lucru între 20 Hz — 100 kHk şi o impedanţă de intrare de 1 MΩ în paralel cu 70 pF.

Măsurarea tensiunii de înaltă frecvenţă cu o caracteristică de frecvenţă la 1 dB : 160 kHz — 65 MHz.

Măsurarea curentului continuu în gama 10 nA—10 A.

Măsurarea curentului alternativ în gama 10 nA—10A.

Măsurarea rezistenţelor în gama 1 Ω—10 MΩ.

Măsurarea capacităţii în gama 1 nF—100 μF.

Măsurarea dispozitivelor semiconductoare prin determinarea parametrului h_{fe}.

Punctul static de funcţionare este stabilit automat la un curent de colector de 1 mA şi o tensiune colector unitar de 4 V.

Alimentarea se face la 6 V (3 baterii R20) sau reţea.

Multimetrul numeric E 0302 şi frecvenţmetrul numeric E 0203. Ambele fac parte din generaţia a III-a de aparate cu circuite integrate.

Folosesc circuite integrate din seria TTL care vor fi asimilate şi produse la noi în ţară.

Ambele se caracterizează prin gabarit redus, fiabilitate ridicată şi comoditate în citirea rezultatelor prin afişare cu tuburi Nixie.

Multimetrul numeric E 0302 lucrează cu convertor analog numeric realizat pe principiul dublei integrări şi foloseşte ca element de calibrare o diodă Zener de referinţă.

Are următoarele posibilităţi de măsură :

— tensiuni continue între 100 μV şi 1 000 V cu o precizie de ±0,1% din citire ±0,1% cap de scară la 25°C ;

— tensiuni alternative în gama 100 μV_{ef}—350 V_{ef} cu o precizie de ±0,5% din citire ±0,2% din cap de scară pentru frecvenţe cuprinse între 45 Hz şi 10 kHz ;

— curenţi continui în gama 0,1 nA—1A cu o precizie de ±0,2 din citire ±0,1% din cap de scară la 25°C ;

— curenţi alternativi în gama 0,1 μA_{ef}—1 A_{ef} cu o precizie de ±0,7% din citire ±0,2% din cap de scară ;

— rezistenţe în gama de 0,1 Ω—2 MΩ cu o precizie de ±0,2% din citire ±0,1% din cap de scară.

Frecvenţmetrul numeric E 0203 măsoară cu precizie frecvenţele şi perioadele unui spectru larg de semnale.

Măsurarea frecvenţei se face în gama 0—20 MHz cu o sensibilitate de 100 mV_{ef} şi cu timpi de poartă între 0,01 s — 10 s decadic.

Măsurarea perioadei se face în domeniul 0,1 Hz—100 kHz cu o sensibilitate de 100 mV_{ef}.

Etalonul intern funcţionează pe frecvenţă de 5 MHz şi are o stabilitate pe termen lung mai mică de $\pm 1 \cdot 10^{-6}$/24 ore. Frecvenţele disponibile în exterior sînt 0,1 Hz—1 MHz decadic.

Impedanţa de intrare este minimum 1 MΩ în paralel cu maximum 30 pF.

Durata afişării 0,25 s—5 s cu ştergerea automată sau manuală a rezultatului.

Din domeniul aparatelor electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice se remarcă:

Tensometrul electronic N 2302. Face obiectul unui contract de specializare cu R.D.G. şi este destinat în principal măsurării în 6 puncte, simultan, a deformaţiilor şi eforturilor mecanice dinamice în organele de maşini, în elemente ale instalaţiilor industriale etc.

Cu traductoare adecvate, aparatul permite măsurarea unor mărimi ca : forţe, deplasări, presiuni, cupluri, parametrii vibraţiilor etc. Este un aparat cu indicaţie directă, avînd 6 canale de măsurare.

Cu ajutorul traductoarelor conectate în punte sau jumătate punte, variaţiile mărimilor de măsurat sînt transformate în variaţii de rezistenţă sau inductanţă.

Punţile fiind alimentate cu o tensiune alternativă de 5000 Hz, semnalele de dezechilibru sînt amplificate şi apoi demodulate în detectoare sensibile la fază, obţinîndu-se la bornele de ieşire semnale avînd variaţii proporţionale şi de acelaşi semn cu variaţiile mărimilor de măsurat.

Aparatul măsoară şi indică, prin comutare pe instrumentul propriu, valoarea mărimii de măsurat pentru fiecare din cele 6 canale de măsurare.

Domeniul de măsurare al aparatului este între 0 şi ± ± 100000 μm/m în 10 scări, cu scara cea mai sensibilă 100 μm/m la 4 V_{ef} tensiune de alimentare a punţii.

Banda de frecvenţă a măsurării dinamice este între 0 şi 1 000 Hz (±1,2 dB).

Eroarea relativă intrinsecă este de maximum ±1,5% la bornele pentru instrument exterior.

Funcţionează cu traductoare rezistive între 60 şi 1 000 semipunte şi 120 şi 1 000 punte completă, precum şi cu traductoare inductive cu L = 2—10 mH.

Betonoscopul tip N 2701. Va fi prezentat la cea de-a 7-a Conferinţă internaţională de control nedistructiv al materialelor şi este solicitat şi la export.

Betonoscopul este un defectoscop cu ultrasunete pentru betoane care stabileşte indirect calitatea betonului prin determinarea vitezei de propagare a ultrasunetului prin beton, măsurînd timpul de trecere al ultrasunetului.

Betonoscopul N 2701 este un aparat cu indicaţie directă.

Un traductor emiţător generează ultrasunetele care, după ce trec prin beton, sînt captate de un traductor receptor.

Vizualizarea acestui semnal se face pe un tub catodic al cărui baleiaj este declanşat simultan cu emisia semnalului ultrasonor.

Măsurarea timpului de propagare se realizează utilizînd o supraluminozitate, al cărei reglaj este etalonat.

Timpul de parcurs se citeşte direct cu ajutorul unui potenţiometru gradat în microsecunde.

Domeniul de măsurare al timpului de propagare este între 0 şi 1 000 μs în 4 game şi se face cu o precizie de ± 1%.

Frecvenţa proprie a traductorului emiţător este de 50 kHz.

Amplitudinea minimă a impulsului recepţionat este de 1 mV, iar dimensiunile betoanelor controlate între 10 şi 100 cm.

Dintre aparatele electronice medicale remarcăm :

Aparatul pentru tratament prin curenţi diadinamici — Diadin M 5321. Este utilizat în spitale şi clinici pentru tratarea unui mare număr de boli printre care : nevralgii, stări inflamatorii, stări posttraumatice, varice, migrene, spondiloze şi tulburări circulatorii.

Aparatul M 5321 este un generator de curent constant care generează curenţi pulsatorii de diferite forme de undă, care se obţin cu ajutorul unui redresor, comandat de un circuit de temporizare şi un amplificator final.

Curenţii respectivi se aplică pacientului prin intermediul electrozilor.

Valorile curenţilor generaţi sînt de 10 mA $\pm$10% pentru curenţi galvanici, iar coeficientul de ondulaţie este de maximum 0,5%.

Aparatul pentru diatermie cu unde scurte — Diatermus M 5302 Este destinat efectuării tratamentelor termoterapeutice, prin încălzire la suprafaţă sau în profunzime a ţesuturilor organismului cu curenţi de înaltă frecvenţă.

Este folosit în cazul algiilor şi sechelelor post-traumatice, tulburărilor circulatorii şi trofice, afecţiunilor endocrine, precum şi tulburări ale stării generale.

Diatermus M 5302 este un generator de putere echipat cu 2 tuburi electronice de tip SRS 326.

Temporizarea tratamentului se realizează de un ceas electric acţionat de un motor sincron.

Puterea utilă, de 400 W$\pm$10%, este debitată pe frecvenţa de 27,12 MHz $\pm$ 0,6%.

Temporizarea duratei de tratament este de maximum 30 minute.

Aparatele prezentate la această expoziţie constituie rezultatul muncii şi străduinţelor colectivelor de cercetare din I.C.E.

În continuare, efortul principal va fi axat pe dezvoltarea tehnologiei.

Folosirea modulării şi standardizării dimensiunilor, utilizarea unor materiale noi în special plastice, ieftine şi uşor de prelucrat, în producţia de aparate, constituie principala măsură pentru reducerea preţului de cost.

Aceasta va duce la elaborarea unei noi generaţii de aparate care, atît prin performanţe cît şi prin preţ de cost, vor putea rivaliza cu cele mai moderne aparate electronice existente în străinătate.

Ing. *Alexandru Lazeanu*

Prima sesiune de comunicări ICENERG, 18—20 octombrie 1973

Ministerul Energiei Electrice-Institutul de cercetări electroenergetice şi pentru termoficare, în colaborare cu Consiliul naţional al inginerilor şi tehnicienilor, organizează la Bucureşti, în luna octombrie 1973, o sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice.

Prin organizarea sesiunii de comunicări se urmăreşte să se supună realizările institutului unei analize critice din partea beneficiarilor şi a colaboratorilor, să se facă cunoscute realizările într-o sferă mai cuprinzătoare şi să se supună discuţiilor lărgite unele direcţii de cercetare.

În cadrul sesiunii se vor prezenta aproximativ 165 de comunicări din domeniile : producerea, transportul, distribuţia şi utilizarea energiei electrice, sisteme şi reţele electrice, tehnica tensiunilor înalte, automatică, informatică şi electronică, centrale termoelectrice, termoficare, hidrotehnică industrială în centrale termoelectrice, chimie în energetică, centrale nuclearo-electrice, tehnologii şi materiale specifice în energetică, economie în energetică, psihologia muncii.

Lucrările sesiunii ICENERG se vor desfăşura pe specialităţi, în următoarele secţii :

Secţia E — electroenergetică şi electrotehnică.
Secţia T — termoenergetică şi termotehnică.
Secţia A — automatică, informatică şi electronică.
Secţia TM — tehnologii şi materiale în eneregetică.

De asemenea, în cadrul sesiunii vor fi organizate mese rotunde cu următoarele teme :

— Creşterea siguranţei în funcţionare prin perfecţionarea metodelor de încercări.
— Creşterea randamentului centralelor electrice.

Tehnica de calcul şi de organizare din Republica Populară Bulgaria, reprezentată de firma IZOTIMPEX

Ramura construcţii de maşini din Bulgaria se dezvoltă într-un ritm rapid, ca pivot principal al industriei din această ţară, cuprinzînd pe zi ce trece tot mai multe probleme legate de revoluţia tehnico-ştiinţifică mondială. În ultimii zece ani industria bulgară a pătruns în domeniul tehnicii de calcul şi de organizare, folosind din plin inteligenţa proprie, prin rezolvări constructive originale ale acestor probleme în institute tehnico-ştiinţifice specializate.

Pentru a facilita cunoaşterea stadiului atins de industria producătoare de maşini electronice de calculat din Republica Populară Bulgaria în cadrul relaţiilor tehnico-economice stabilite între ţara vecină şi Republica Socialistă România, s-a deschis la 26 iunie, la Bucureşti, o expoziţie cu tema TEHNICA DE CALCUL ŞI DE ORGANIZARE, la care şi-a expus produsele Intreprinderea comercială de stat IZOTIMPEX din Sofia.

Specialiştii români care au vizitat expoziţia de la Sala Palatului R.S. România s-au putut informa asupra succeselor obţinute în tehnica de calcul de către institutele specializate bulgare. Cu ocazia deschiderii oficiale a expoziţiei, reprezentanţii firmei IZOTIMPEX au făcut o serie de precizări, printre care şi faptul că Republica Populară Bulgaria este deja un producător maturizat de maşini electronice de calculat, cunoscute în numeroase ţări sub denumirea ELKA.

Expoziţia ne-a prezentat calculatorul electronic ELKA—42 executat pe baza schemei integrate.

Aceste maşini, de construcţie originală, folosesc o metodă de funcţionare foarte simplificată în efectuarea celor patru operaţii de bază, cu aranjarea automată a cifrei zecimale. Ele au gabarit mic, aspect exterior plăcut, şi se pot deplasa cu uşurinţă, fiind portabile. Gama de maşini electronice de calculat a fost completată în 1972, de firma expozantă, cu cele mai noi concepţii ale Institutului de cercetări ştiinţifice şi de proiectare şi construcţii de calculatoare electronice (Sofia), de tipul ELKA—45 şi ELKA—42.

La expoziţie a fost prezentat calculatorul electronic ELKA—42, executat pe baza schemei integrale MOS—LSI, cu un înalt grad de integrare a datelor. Calculatorul este realizat pentru largi posibilităţi tehnice şi de exploatare ; numărul mare de clase, de registre suplimentare şi de regimuri automate lărgeşte domeniile de utilizare a acestuia. Construcţia este completă, de gabarit redus, uşoară şi nu necesită personal de exploatare cu o pregătire prealabilă. Claviatura simplificată permite găsirea rapidă a clapetelor necesare pentru efectuarea celor mai complexe operaţii. Anularea se face automat prin clapeta de cuplare la reţea. Dacă se introduc cifre mai mari decît de ordinul 15 sau se obţin rezultate ce depăşesc ordinul 15, apar automat semnale luminoase care indică supraîncărcarea calculatorului, blocîndu-l. Indicele numeric se fixează în orice registru. Rezultatul se obţine întotdeauna în codul direct cu indicele respectiv. În registrul indicator se poate schimba indicele numeric.

Operaţiile de adunare şi scădere se efectuează atît în registrul operaţional, cît şi în alte 3 registre de memorie; înmulţirea şi împărţirea, în registre de memorie.

Înmulţitorii, cifrele de înmulţit şi produsul, acumulaţi automat, se înregistrează în memorii. Tot în memorii se înregistrează şi factorii împărţiţi acumulaţi de asemenea automat.

Caracteristicile principale ale calculatorului ELKA—42 sînt:

— capacitatea de înregistrare — cifre de ordinul 15;
— timpul de efectuare a operaţiilor:
adunarea şi scăderea 0,01 s;
înmulţirea 0,2 s;
împărţirea 0,5 s;
— memorii 3;
— componente MOS — LSI (scheme cu grad mare de integrare);
— frecvenţa 50 kHz;
— temperatura ambiantă 0°C—40°C;
— tensiunea de alimentare 127/220 V 50 Hz;
— puterea consumată 14 VA;
— dimensiuni 300 × 280 × 80 mm;
— greutatea 3,3 kg.

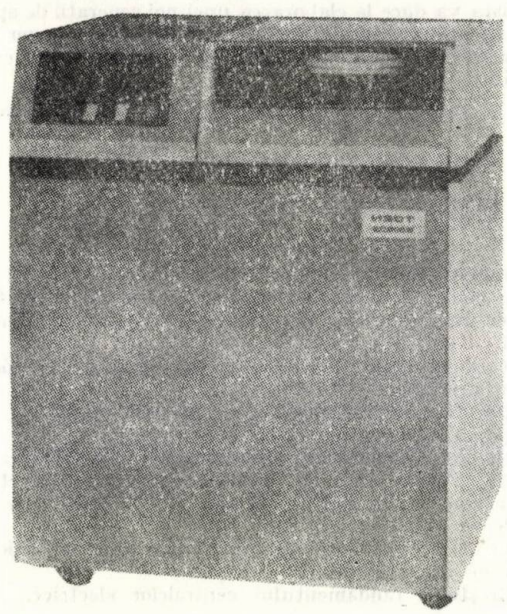


Fig. 1

Tot în domeniul tehnicii de calcul s-au mai prezentat o serie de componente ale maşinii electronice de calcul ES 1020 cum sînt: dipozitivul de memorie pe bandă magnetică—ES 5012; dispozitiv de memorie pe disc magnetic — ES 5052 (fig. 1); pachete de discuri înlocuibile — ES 5053 (fig. 2):

Pe lîngă cele menţionate mai sus, firma IZOTIMPEX a mai expus maşini de scris electrice portabile MARITZA, cu o construcţie după cele mai moderne tehnologii, din materiale de calitate superioară. Sistemul de manipulare uşor şi sigur a tuturor mecanismelor, precum şi claviatura clară a semne-

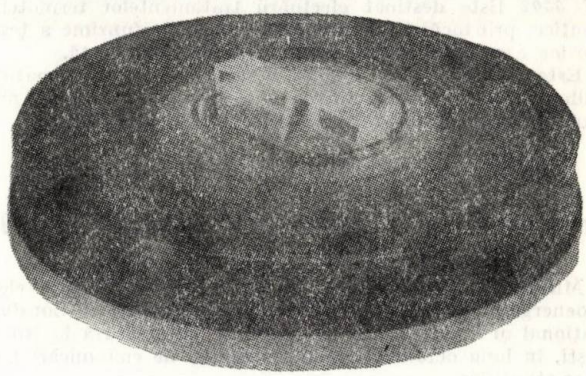


Fig. 2

lor, sînt o parte din avantajele care asigură o funcţionare ireproşabilă, de lungă durată.

De asemenea, expoziţia a permis documentarea asupra unora din sistemele de tehnică de înregistrare, destinate pentru păstrarea, sortarea şi prelucrarea informaţiilor. Produsele din familia registraturii diagonale permit recepţionarea rapidă, clasarea corectă, conservarea sigură şi găsirea expeditivă a documentaţiei primare sau fixarea pe benzi perforate sau pe cartele perforate a informaţiei primare.

Greta Andrei

Tîrgul internaţional de la Poznan, iunie 1973

Între 10 şi 19 iunie 1973 a avut loc la Poznan Tîrgul internaţional care a trecut, petru prima oară în acest an, de la o ediţie anuală la două: Tîrg tehnic în luna iunie şi Tîrg al bunurilor de consum în luna septembrie. Din această specializare a Tîrgului a rezultat mărirea suprafeţelor de expunere destinate construcţiilor de maşini, numărul întreprinderilor participante fiind de data aceasta mai mare de 4000.

Suprafaţa totală la Tîrgul din iunie a fost de 134 500 m², din care suprafaţa acoperită de 88 500m². Comparativ cu anul trecut, suprafaţa pusă la dispoziţia expozanţilor străini a crescut. În ceea ce priveşte proporţia dintre întreprinderile străine şi cele poloneze, primele au reprezentat 50% din total, ultimelor revenindu-le 42%.

Au expus următoarele ţări: Anglia, Austria, Belgia, Bulgaria, Cehoslovacia, Cuba, Danemarca, Elveţia, Finlanda, Franţa, Grecia, India, Irlanda, Italia, Iugoslavia, Japonia, Liechtenstein, Luxemburg, Norvegia, Olanda, Polonia, Republica Democrată Germană, Republica Federală Germania, România, Spania, S.U.A., Suedia, Ungaria, U.R.S.S. Faţă de anul trecut, cînd au participat 38 de ţări, se observă o micşorare a numărului lor datorită creării ediţiei de toamnă — Tîrgul bunurilor de consum — la care vor lua parte ţările special interesate de această ramură a producţiei.

La ediţia de primăvară au dominat maşinile-unelte, electrotehnica, electronica, maşinile de construcţii, utilajele chimice, industria navală.

Ţara gazdă a expus numeroase maşini şi instalaţii modernizate sau noi din punct de vedere constructiv; cu precădere: electronică, maşini de construcţii, maşini-unelte, maşini şi aparate electrice, industrie aeronautică, motoare, rulmenţi, maşini textile, echipament optic şi medical.

La pavilionul românesc s-a înregistrat un interes deosebit pentru: maşini-unelte ca strungul carusel SC—2500, strungurile paralele SNA 800/3 000, maşinile universale de rectificat RU—350, maşinile automate de debitat metale; autocamioanele „Bucegi", autoturismele de teren „Aro—240, autoturismele „Dacia-130"; componetele electronice, calculatoarele electronice Felix FC—15, FC—30, FC—164.

Tîrgul a fost un nou prilej de afirmare a importanţei relaţiilor economice internaţionale, fiind un exemplu al fructuoasei colaborări tehnice şi ştiinţifice între toate ţările lumii.

M. C.

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

Colectiv de la America Micro-systems, Inc. (editori W. M. PENNEY şi L. LAU). **Circuite integrate MOS-teoria, fabricarea, proiectarea şi aplicaţiile de sistem ale circuitelor integrate MOS LSI.** Van Nostrand Reinhold, 1973, 474 pag.

Firma americană Micro-systems, Inc. (AMI) este cunoscută ca „nr. 1" în domeniul fabricării la scară industrială a circuitelor integrate Metal-Oxid-Semiconductor (MOS) cu grad mare de integrare (LSI). Din această cauză, apariţia cărţii „Circuite integrate MOS—LSI", scrisă de un colectiv de autori de la AMI, a fost salutată de toţi cei care fac sau utilizează circuite integrate MOS LSI; este de aşteptat ca această carte — unică prin profilul ei — să devină lucrarea standard de referinţă în domeniu.

Cartea prezintă tehnicile necesare pentru introducerea sistemelor care utilizează circuite integrate MOS LSI. De asemenea ea conţine teoria fizică de bază a tranzistorului MOS şi descrierea unor procese tehnologice care se folosesc la fabricarea acestor circuite.

Tehnicile prezentate pot fi utilizate pentru proiectarea optimă a sistemului, aranjarea logicii în reţele MOS de dimensiuni economice, proiectarea de circuit amănunţită, proiectarea manuală sau automată a măştilor şi, în final, pentru obţinerea scircuitului optim din punctul de vedere al dimensiunii, cotului şi performanţei.

Cartea umple un gol tehnic important prin prezentarea nu numai a teoriei, dar de asemenea a informaţiilor la zi necesare inginerilor de proiectare şi de aplicaţii. Utilizarea cărţii este comodă întrucît fiecare capitol este scris ca o lucrare de referinţă specializată de sine stătătoare.

În primul capitol se discută avantajele şi limitările circuitelor integrate MOS în privinţa performanţelor şi costului. Se dă o enumerare a domeniilor importante în care circuitele MOS LSI sînt potrivite. De asemenea se face o prezentare scurtă a istoriei dispozitivului MOS, de la conceptul iniţial al efectului de cîmp pînă la circuitele complexe MOS ISI.

Capitolul 2 conţine teoria fizică a dispzitivului MOS, urmată de deducerea ecuaţiilor de bază de proiectare necesare pentru aplicarea proprie a tranzistorului MOS în reţele complexe. Suplimentar se include un breviar al teoriei fizice de bază a semiconductoarelor. Materialul conţinut în acest capitol este limitat la minimul necesar înţelegerii fizice elementare a modului de lucru al dispozitivului MOS.

În capitolul 3 se prezintă o trecere în revistă a tehnologiilor de fabricare a structurii semiconductoare şi de asambiare care se aplică în mod specific circuitelor integrate MOS—LSI. Se dă o descriere detaliată a procesului MOS/canal P, urmată de o trecere în revistă şi o discutare comparativă a altor procese MOS.

Capitolul 4 tratează proiectarea circuitelor numerice complexe care utilizează dispozitivul MOS. Invertorul de bază MOS este examinat în detaliu utilizînd tehnici grafice şi analitice.

În capitolul 5 se discută diferite tehnici de proiectare logică care sînt utile în special în cazul circuitelor MOS LSI. După trecerea în revistă a tipurilor de logici care pot fi implementate cu tehnica MOS, se analizează configuraţii logice tipice şi se dau exemple de proiectare care ilustrează aplicarea conceptelor prezentate

Capitolul 6 tratează proiectarea sistemelor echipate cu circuite MOS LSI. Se discută de asemenea probleme specifice de interfaţă între utilizatorul de sistem şi furnizorul de circuite. În final se discută simularea logică şi testarea reţelelor MOS complexe.

Aplicarea dispozitivului MOS la produse de tip memorie se discută într-un capitol separat, anume capitolul 7.

În capitolul 8 se prezintă proiectarea măştilor şi regulile de proiectare folosite. Sînt interesante consideraţiile pe marginea mult discutatei probleme a proiectării manuale sau automate a măştilor.

În fine, capitolul 9 tratează fiabilitatea reţelelor MOS LSI. Tratarea este făcută dintr-un punct de vedere activ: autorii nu sînt interesaţi numai în constatarea performanţelor de fiabilitate ci şi în (şi mai ales în) depistarea şi eliminarea cauzelor performanţelor scăzute.

Lucrarea este complet indexată şi bine dotată cu date şi fotografii din practica industrială.

Suficient de straniu pentru o carte cu caracter practic ca aceasta, cititorul este lăsat să se încreadă în formula clasică a curentului rezidual al joncţiunii p—n, fără să se facă nici o menţiune despre particularitatea joncţiunilor cu siliciu legată de generarea în regiunea de sarcină spaţială (capitolul 2).

Ing. *C. Bulucea*

P. CONSTANTINESCU şi N. ZAHARIA. **Iniţiere în organizarea şi proiectarea sistemelor de conducere cu mijloace de automatizare.** Bucureşti. Editura tehnică, 1972, 280 p.

Problema analizei sistemelor informaţionale şi a proiectării unor sisteme de informare moderne, care să beneficieze de aportul tehnicii electronice de calcul, este de o deosebită importanţă în economia ţării noastre.

În scopul intensificării procesului de introducere a metodelor şi tehnicilor moderne de conducere şi de organizare, Comitetul Executiv al C.C. al P.C.R. a adoptat Programul de perfecţionare a sistemului informaţional economico-social, de introducere a sistemelor de conducere cu mijloace de prelucrare automată a datelor şi de dotare a economiei naţionale cu tehnică de calcul în perioada 1971—1980. Acest program urmăreşte modernizarea activităţii de conducere din întreprinderi, centrale industriale, ministere şi organe centrale de sinteză.

În sinteza asigurării unei strînse legături între colectivele care lucrează efectiv în domeniul prelucrării automate a datelor şi factorii care coordonează această activitate a fost înfiinţat Institutul central pentru sisteme de conducere cu mijloace de automatizare (IGSCMA), avînd printre obiectivele majore: analiza şi proiectarea micro-şi macrosistemelor de prelucrare automată a datelor, cercetări în domeniul sistemelor de prelucrare automată a datelor şi al modelării proceselor economice, precum şi elaborarea unei concepţii unitare care să stea la baza dotării economiei naţionale cu tehnică de calcul şi introducerii de noi sisteme de conducere cu mijloace de automatizare.

Lucrarea de faţă o constituie o primă încercare de prezentare, într-un mod original, a cunoştinţelor necesare în vederea proiectării unor sisteme informaţionale dotate cu calculatoare electronice.

Obiectul principal al cărţii este prezentarea unor elemente şi metode utilizate în domeniul organizării fişierelor de date şi al proiectării sistemelor informaţionale, cu mijloace de automatizare. În primele patru capitole ale cărţii se prezintă noţiunile de bază — generaţiile de calculatoare, tehnici de organizare şi tipuri de prelucrare a fişierelor, codificarea datelor, scheme logice şi utilizarea acestora — la un nivel de generalitate accesibil şi nespecialiştilor.

De fapt, aceste prime capitole constituie pregătirea necesară pentru a înţelege restul lucrării, în care se prezintă sistemele informaţionale cu prelucrare automată a datelor, cu exemplificări din industria textilă. Ultimul capitol al cărţii este destinat problemei implementării sistemului informaţional automatizat, prezentînd-se etapele acestui proces complex, rolul conducerii întreprinderii în această perioadă, precum şi problemele relative la actuala etapă de introducere în ţară a noilor sisteme de conducere cu mijloace de automatizare. Cele 25 de pagini de anexe cuprinzînd diferite formulare utilizate în mod efectiv în cadrul unor sisteme informaţionale dotate cu calculator electronic, reprezintă un ajutor preţios pentru cititor.

Datorită ocmpetenţei deosebite cu care sînt tratate problemele, precum şi exemplificărilor care se găsesc presărate în tot cuprinsul cărţii, lucrarea poate fi de un real folos analiştilor de sisteme, informaticienilor şi conducătorilor de între-

prinderi. În plus, prin caracterul didactic, mai ales al primei părţi a cărţii, ea poate fi utilă tuturor celor interesaţi în prelucrarea automată a datelor sau în organizarea ştiinţifică a producţiei — economişti, ingineri, profesori sau studenţi.

Ing. *Marius Mendelovici*

G. CULLMANN. **Coduri detectoare şi corectoare de erori.** Bucureşti, Editura tehnică, 1972, 290 p.

Trăim într-o perioadă în care folosirea calculatoarelor electronice este din ce în ce mai frecventă, în aproape toate domeniile de activitate ale societăţii. Se foloseşte un acelaşi calculator, de la distanţă, de către un grup de utilizatori, prin intermediul unor pupitre de interogare. Această comunicare la distanţă, între om şi maşină, se poate face numai folosind linii de transmisie a informaţiilor, care să nu modifice mesajele transmise. De aceea, informaţia va fi codificată înainte de a fi transmisă şi decodificată la recepţionare, într-un asemenea mod încît să se permită detectarea şi, eventual, corectarea automată a erorilor care au survenit.

Bazele unei teorii coerente a codificării, în vederea detectării şi corectării erorilor, au fost puse în 1950, de specialistul american R.W. Hamming. El a definit noţiunea esenţială de distanţă minimală (sau „distanţa Hamming") între cuvintele unui cod, aceasta stînd la baza stabilirii performanţelor codurilor privind fiabilitatea transmisiei.

Crearea codurilor detectoare de erori şi a codurilor autocorectoare a implicat introducerea unor elemente destul de avansate de algebră, teoria numerelor şi teoria codificării.

Au fost publicate multe lucrări pe această temă, lucrări prea dificile însă pentru cel ce nu are formaţia matematică necesară şi care este numai un utilizator al codurilor.

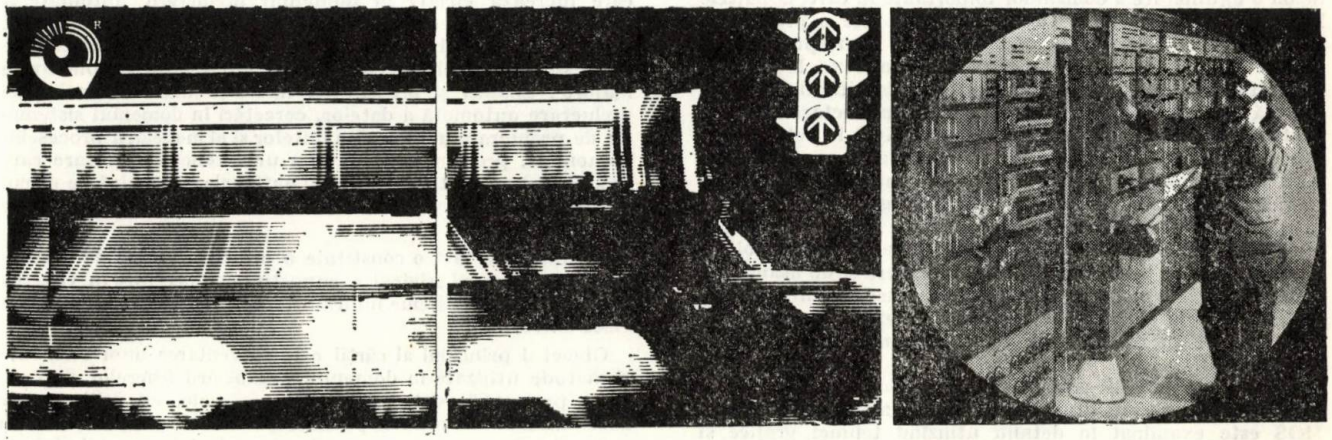
Lucrarea „Coduri detectoare şi corectare de erori" a lui G. Cullmann încearcă — şi credem că reuşeşte — să acopere un gol important în literatura de specialitate; cartea nu numai că expune într-o manieră atractivă şi uşor de înţeles esenţa teoriei codurilor, dar are şi o serioasă introducere matematică necesară pentru înţelegerea în profunzime a materialului expus. Astfel, lucrarea conţine, pe parcursul a trei capitole şi a 128 de pagini, elemente de aritmetică (divizibilitatea numerelor întregi, congruenţe, teoremele lui Fermat), algebră modernă (mulţimi, legi de compoziţie, structuri algebrice) şi algebră liniară (spaţii vectoriale, calcul matricial, algebră liniară asociativă peste un corp etc.).

După această introducere, autorul prezintă în mod precis tot ceea ce este mai esenţial în teoria codurilor, făcînd apel la elementele matematice din partea introductivă. Se prezintă astfel codurile liniare (coduri Hamming, Slepian, Golay ş.a.), codurile ciclice (coduri Fire, Reed-Solomon ş.a.) şi codurile cu înlănţuire, diferitele procedee de codificare fiind studiate independent de canalul de transmisie folosit pentru conducerea informaţiei.

Caracterul didactic al cărţii este reflectat şi în numeroasele exerciţii, deosebit de utile, care sînt presărate de-a lungul întregii lucrări. În plus, în anexă sînt date numeroase exemple de construcţie a codurilor, acestea avînd ca scop să îndemne pe cititor să elaboreze noi coduri, adaptate mai bine propriilor sale nevoi.

Datorită modului de tratare şi conţinutului semantic bogat, lucrarea poate fi utilă tuturor celor ce activează sau se interesează de domeniul prelucrării şi transmiterii informaţiei, ingineri, tehnicieni, economişti, matematicieni, profesori sau studenţi.

Ing. *Marius Mendelovici*



VITEZĂ OPTIMĂ

Instalaţiile de semnalizare optică contribuie la o mai bună folosire a căilor de circulaţie şi măresc capacitatea de trafic a sistemului rutier în condiţii de securitate optimă pentru toţi cei implicaţi în circulaţie.

Folosirea tehnicii moderne BMSR în aceste instalaţii permite rezolvarea tuturor cerinţelor legate de aplicabilitatea universală, dezvoltare, securitate de funcţionare şi amenajarea de servicii.

Pe baza principiului "Ursamat", cu elemente electronice tipizate, rezolvăm probleme de automatizare pentru comandă separată, pentru coordonarea unui număr de instalaţii ("undă verde") şi pentru comanda centralizată a instalaţiilor de semnalizare optică.

PUBLICOM

Producător :

VEB
Geräte-und Regler-Werke Teltow
Zentraler Anlagenbau der BMSR-Technik

GRW

Informaţii :
Ambasada R. D. G. în R. S. România
Secţia de politică comercială
Biroul tehnico-comercial al AHB Elektrotechnik
Bucureşti, Calea Dorobanţilor 14

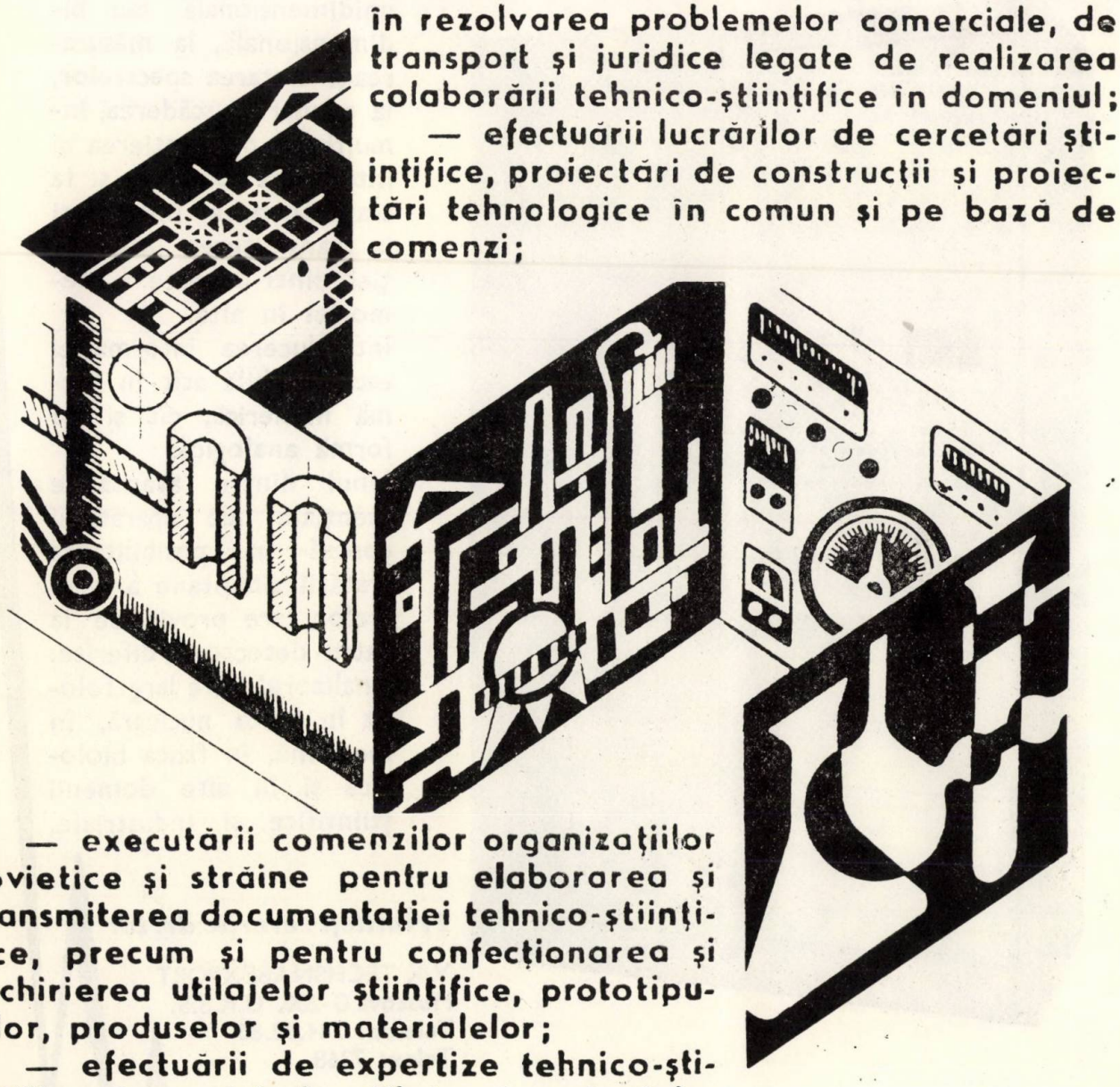
Exportator :

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN - ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
„VNEȘTEHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții si proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice în domeniul;

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi;



— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico-științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor;

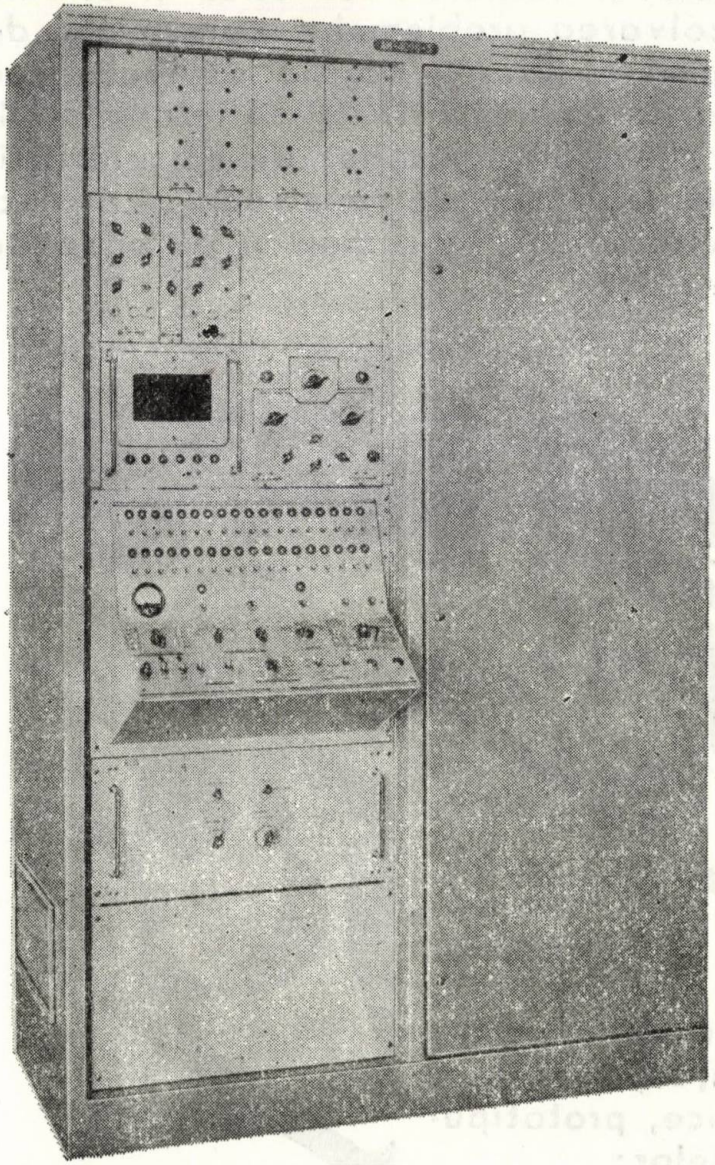
— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ „VNEȘTEHNIKA"
U.R.S.S., MOSCOVA, UL. GORKOGO 11.

Întreprinderea sovietică
TECHSNABEXPORT vă oferă

ANALIZORUL DE IMPULSURI CU 4096 CANALE AI-4096-3M

4096 3



care servește la analiza unidimensională sau bidimensională, la măsurarea și tratarea spectrelor, la adunarea, scăderea, înmulțirea, diferențierea și integrarea lor, cum și la transformarea liniară și la transmiterea informației dintr-o parte a memoriei în alta.

Introducerea informației este posibilă atît în formă numerică, cît și în formă analogică.

Unul dintre avantajele esențiale ale aparatului constă în posibilitatea tratării simultane a spectrelor care provin de la patru detectoare diferite.

Analizorul este larg folosit în fizica nucleară, în medicină, în fizica biologică și în alte domenii științifice și industriale.

Trimiteți cererile dv. la:

V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon: 244.32.85
Telex: 7268

Techsnabexport

PUBLICOM

CONTENTS

DC 681.3.07

Bulgacov R. and *Roșu M.* :

Selection criteria for the external storage of FELIX C—256 computer.

Automatica și Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 201—208

The paper describes the types of external storage used in current computing systems, their characteristics and the selection criteria used for FELIX C—256 computer.

DC 681.3.07

Manea N. :

Organization of filing-disks for modern operation systems.

Automatica și Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 208—213

The author reviews the main concepts on which are based different types of filing-disk organizations, laying stress on tree-design files whose elements are doubly linked.

DC 681.3.06

Ionescu G. and *Algiu M.* :

Generation by means of a computer of testing signals used in identification processes.

Automatica și Electronica 17, No. 5, sept-oct 1973, p. 213—220

The authors deal with the problem of simulation, by means of a computer, of generators of two-or three level pseudo-random signals. They set up utility programmes for practical generation of any type of pseudo-random signals ; to the utility programmes are added also diagrams.

DC 621.316.8

Manolescu A., Manolescu Anca-Manuela and *Samachișă Gh.* :

Achievement of precision resistances in the technology of thin sheets.

Automatica și Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 220—225

The authors supply data on the manufacture of precision resistance films, within a wider framework of diversification and expansion of microcomponents output.

CD 536.5 : 621.382.233

Petrescu C. :

Proportional heat regulator with thyristor.

Automatica și Electronica 17, nr. 5, sept-oct 1973, p. 226—231

The paper presents the diagram of a temperature measurement and control apparatus, provided with a thermistor, as a sensing component, and an outlet diagram with a thyristor.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS p. 231—238

SCIENTIFIC AND TECHNICAL EVENTS p. 239—244

NEW DOCUMENTARY MATERIALS p. 245—246

SOMMAIRE

CD 631. 3. 07

Bulgacov R. et *Roșu M.* :

Les critères de sélection des mémoires externes pour le calculateur FELIX C—256.

Automatica și Electronica 17, No. 5. Sept-Oct 1973. p. 201—208

L'article contient la description des types de mémoires externes utilisées dans les systèmes de calcul actuels, leurs caractéristiques ainsi que les critères de sélection dans le cas du calculateur FELIX C—256.

CD 681.3.07

Manea N. :

L'organisation des fichiers sur disque pour les systèmes d'opération modernes.

Automatica și Electronica 17, No. 5, Sept-Oct. 1973, p. 208—213

On passe en revue les principaux concepts concernant les différents types d'organisation des fichiers sur disque, en mettant l'accent sur les fichiers à structure d'arbre, dont les éléments sont doublement enchaînés.

CD 681. 3.06

Ionescu G. et *Algiu M.* :

La génération sur le calculateur des signaux d'essai pour l'identification des processus.

Automatica și Electronica 17, No. 5, Sept-Oct 1973, p. 213—220

Les auteurs traitent le problème de la simulation sur le calculateur des générateurs de signaux pseudoaléatoires à deux ou à plusieurs niveaux. On établit les algorithmes de génération pratique de n'importe quels signaux de la catégorie de ceux pseudoaléatoires ; aux algorithmes sont attachés des organigrammes.

CD 621.316.8.

Manolescu A., Manolescu Anca-Manuela, Samachișă Gh. :

La réalisation des résistances de précision dans la technologie des couches minces.

Automatica și Electronica 17, No. 5, Sept-Oct 1973, p. 220—225

On présente des données concernant la fabrication des résistances pelliculaires de précision, dans le cadre plus large de la diversification et de l'extension de la production de microcomposants roumains.

CD 536.5 :621.382.233

Petrescu C. :

Thermorégulateur proportionnel avec thyristor.

Automatica și Electronica 17, No. 5, Sept-Oct 1973 p. 226—231

L'auteur présente le schéma d'un appareil à mesurer et à régler la température, en utilisant un thermistor comme élément sensible et un schéma de sortie avec thyristor.

Réalisations de l'industrie roumaine p. 231—238

Manifestations scientifiques et techniques p. 239—244

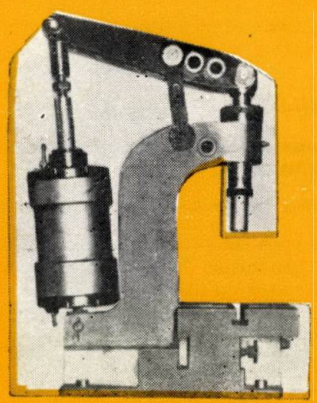
Nouveaux matériaux documentaires p. 245—246

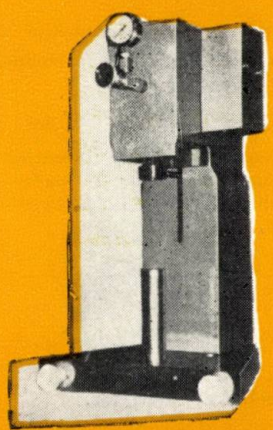
ELECTROtimiș

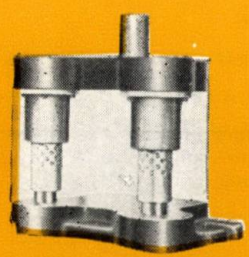
FABRICA
DE MATRIȚE, SCULE
ȘI UTILAJE
TEHNOLOGICE
PENTRU INDUSTRIA
ELECTROTEHNICĂ

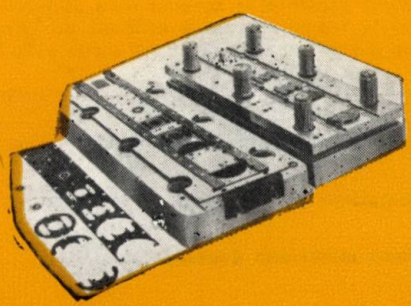
PRODUCE:

- agregate și linii tehnologice
- utilaje pentru operații de bobinaj
- utilaje pentru prelucrări mecanice
- standuri
- prese hidraulice și pneumatice
- utilaje pentru operațiile de debitare
- utilaje pentru montaj și asamblare
- ștanțe, matrițe, cochilii









TIMIȘOARA

- Calea Buziașului nr. 15
- telefon 15820

Isotimpex

Bulgaria, Sofia,
Bul. Ceapaev 55,
telefon 73-51,
telex 022731

IMPORT-EXPORT

Tehnică de calcul
Tehnică de organizare
Semiconductoare
Piese radio
Materiale pentru tehnica de calcul

Calculatoarele electronice ELKA-42 şi 45 asigură rapiditate, precizie, siguranţă! Mici ca volum şi greutate, consumînd puţin curent, estetic executate – ajutor de neînlocuit pentru fiecare birou de calcul!

Construcţie închelată, tehnologie închelată şi materiale de înaltă calitate–garanţia unor înalte calităţi tehnice şi de exploatare–sînt caracteristice maşinilor de scris portabile şi electrice „Marita"!

Aparate de măsurat, de precizie, pentru electronică şi tehnică de înaltă frecvenţă

Rohde & Schwarz ocupă un loc de frunte printre producătorii europeni de aparate de măsurat în electronică şi instalaţii pentru telecomunicaţii. Dintre cele aproximativ 1000 de produse, cu renume mondial datorită calităţilor deosebite pe care le prezintă, enumerăm cîteva :

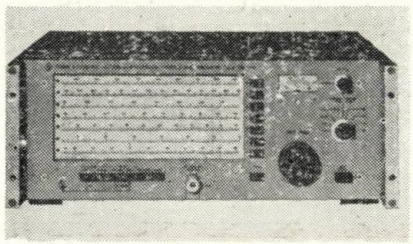


Foto 1

Generator de măsurare a capacităţilor SMLU

interval de frecvenţă 25...1000MHz în şapte subdomenii, cu gradaţie liniară a scalei. Puterea de ieşire reglată la 2 W. Frecvenţa şi puterea de ieşire telecomandabile. Modulaţie de amplitudine internă (1 kHz, 80%) şi externă (1 Hz...10 kHz, pînă la 90%). Extern sînt posibile : modulaţia de frecvenţă, vobulaţia (cu tensiune în dinţi de ferăstrău a fiecărui oscilograf), cu o singură trecere de frecvenţa şi sincronizare perfectă de cuarţ. Modulaţia de amplitudine se menţine extrem de liniară chiar şi în cazul unor grade de modulaţie mari.

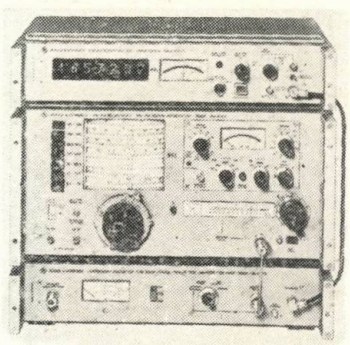


Foto 2

Ansamblu de măsură pentru aparate de emisie-recepţie SMDF/SMDA

Generatorul-etalon AM/FM, fără armonici secundare, cu zgomot de fond redus, pentru 0,4 ... 490 MHz, cu comandă precisă de cuarţ de la controlorul de frecvenţă, pentru măsurarea cursei utile şi a cursei perturbatoare. Adaptor de măsurare a capacităţii 0,02...20 W (100 W) pentru măsurarea parţială a emisiei şi a recepţiei, fără comutarea fişelor, sau adaptor de măsurare VOR/ILS pentru semnale de aeronavigaţie.

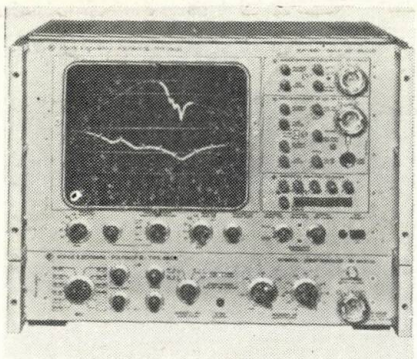


Foto 3

Aparat de măsurare a vobulaţiei POLYSKOP III

Tipul SWOB de 0,1...1250 MHz este un aparat universal cu indicator vizual al caracteristicilor de frecvenţă, cu patru canale, cu circa 20 de oscilatoare de vobulaţie interschimbabile, şi şase amplificatoare diferite de măsură (lin. 20 dB. log. 60 dB). Are posibilitatea să prezinte caracteristicile de frecvenţă cu transferul de avans şi revenire precum şi extensia. În prezent se livrează partea emiţătorului şi cu bandă largă pînă la 860 MHz şi punte de măsură adaptoare (0,1... 400 MHz) care măsoară adaptabilitatea prin sesizarea cantitativă a atenuării refluxului.

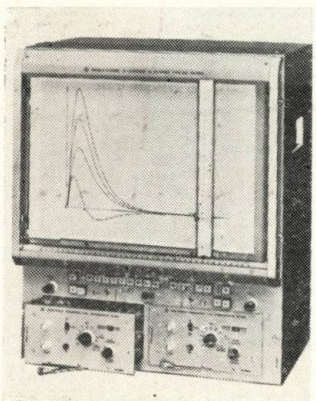


Foto 4

Inregistrator XY ZSK

cu caracteristici dinamice unice : viteza de înregistrare în direcţia X şi Y > 150 cm/s, accelerarea pornirii > 7 g, supramodulaţii < 1 mm, independent de amplitudine. Domeniu larg de utilizare datorită casetelor interschimbabile :
Divizor de tensiune (0,1...10 V/cm)
Amplificator DC (10 μV...11 V/cm)
Amplificatorul log. DC (scara lin. dB)
Convertizor AC—DC (10 Hz...300kHz)
Convertizor f—DC (10 Hz...50 kHz/cm)
Amplificator de diferenţă DC (0,1... 5 V/cm).

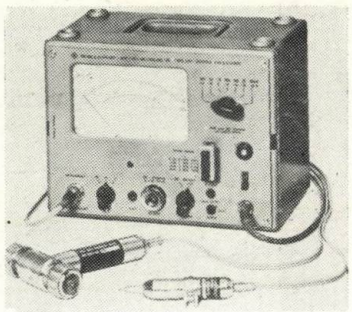


Foto 5

Milivoltmetru UHF-DC URV

Tensiune continuă 1 mV...1000 V. Tensiune alternativă 2 mV...300 V cu cap de palpare (1 kHz...300 MHz) sau 2 mV...10 V cu cap de trecere (1 kHz...960 MHz).

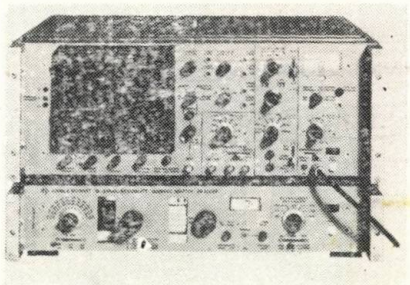


Foto 6

Videoscop III

Tipul SWOF pentru măsurarea vobulaţiei la sisteme TV şi în timpul programului. Selecţie înaltă (2kHz sau 20 kHz) şi sensibilitatea părţii receptoare (de la 10 $\mu V_{ss} \hat{=}$ — 100 dB amplitudine) indică şi un semnal de măsură suprapus pînă sub 1% (F) fracţiunea BAS. Aparatul SWOF cu emiţător video vobulator, receptor de măsură selectiv şi aparat video, oferă un sistem complet de măsurare a caracteristicilor benzii laterale reziduale şi a distorsiunii cauzate de timpul de propagare.

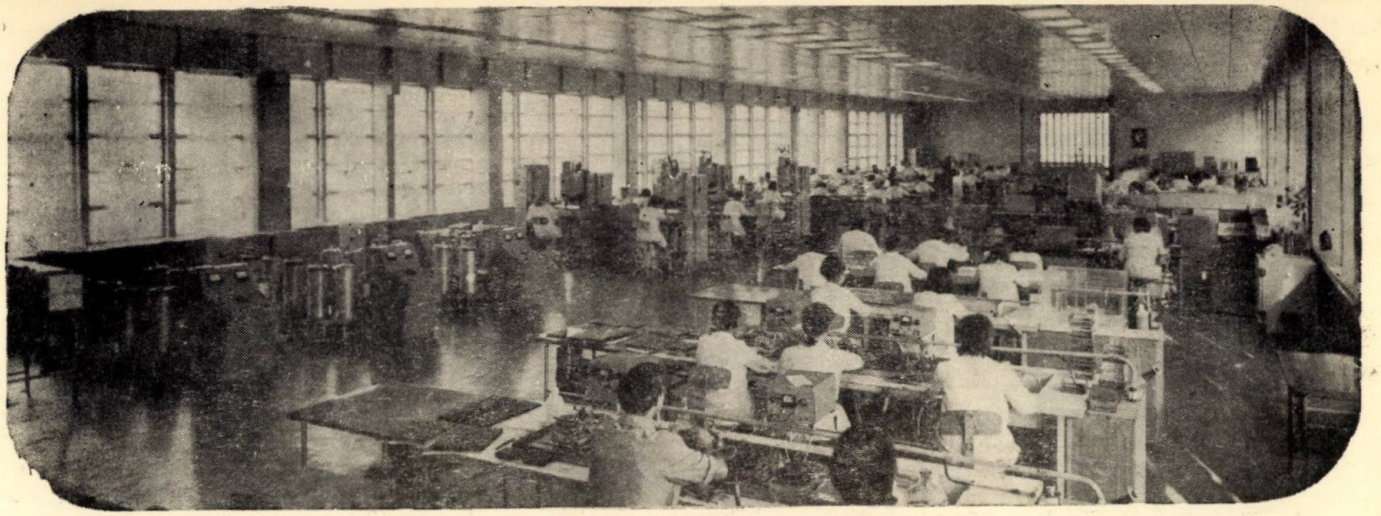
Rohde & Schwarz livrează toate aparatele sau sistemele pentru tehnica măsurării în TV, de la generator de nivel standardizat pînă la instalaţii complete pentru măsurarea emisiei video şi sonoră.

În cazul în care vă interesează unul dintre aparatele noastre, vă rugăm să ne scrieţi indicîndu-ne denumirea tipului de aparat şi titlul acestei reviste. În măsura posibilităţilor, putem îndeplini şi cereri speciale.

ROHDE & SCHWARZ

D-8000 Muenchen 80 · Postfach 801469 · Muehldorfstraße 15 · Telex 523703

COMPONENTE ACTIVE CU Ge COMPONENTE PASIVE COMPONENTE ACTIVE CU Si



INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Produce:

DIODE
— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE
— de viteză medie
— rapide

LINIARE

TRANZISTOARE PLANARE
— de înaltă frecvenţă şi comutaţie

DIODE
— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

TRANZISTOARE
— de joasă frecvenţă
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvenţă

REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

CABLAJE IMPRIMATE
— simplu faţă
— dublu faţă

CONDENSATOARE
— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie şi ceară
— hîrtie şi ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

TERMISTOARE CERAMICE
— cu coeficient de temperatură negativ

Str. EROU IANCU NICOLAIE Nr. 32
BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
TELEFON 33.38.30 TELEX 011.203
SERV. DESFACERE: 33.53.22 — 33.53.17

* STYROFLEX: marca înregistrată Nord deutsche Seekabelwerke A.
** MYLAR: marcă înregistrată Du Pont

UZINA DE CINESCOAPE

București, str. Dimitrie Pompei, nr. 9, sector 2, telefon: 33.01.90 și 17.51.00, telex: 011 – 151 și 011 – 499, România.

VĂ OFERĂ LA NIVELUL DE CALITATE AL CELOR MAI BUNI PRODUCĂTORI DE PE PIAȚA MONDIALĂ

Tuburi cinescop pentru televiziune alb-negru diagonala 47cm(19")59cm(23")61cm(24")65cm(25") unghi deflexie 110° autoprotejate la implozie prin sistemul SELBOND (licență Standard Elektrik Lorenz—RFG).

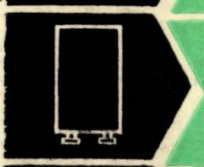
Baloane pentru tuburi cinescop alb-negru cu diagonala de 47 cm (19") 59 cm (23") 61 cm (24") 65 cm (25") și unghi de deflexie 110° cu coeficient de absorbție ridicat (licență Corning Glass Works—SUA).

CR

Lămpi fluorescente tubulare pentru iluminat general de 14, 20, 40, 65 W în nuanțele de culoare (conform CEI) 1, 1x, 2, 2x, 3, 3x (licență Philips).

1973 OKT 30

Balasturi pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice (licență Philips).



Startere cu licărire pentru lămpi fluorescente tubulare de iluminat general (licență Philips).

Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune de 80, 125, 250 și 400 W cu factor de roșu normal sau îmbunătățit (vanadat de ytriu) (licență Philips).

Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune în casetă metalică și impregnate în rășini poliesterice ce permit funcționarea și în exterior (licență Philips).

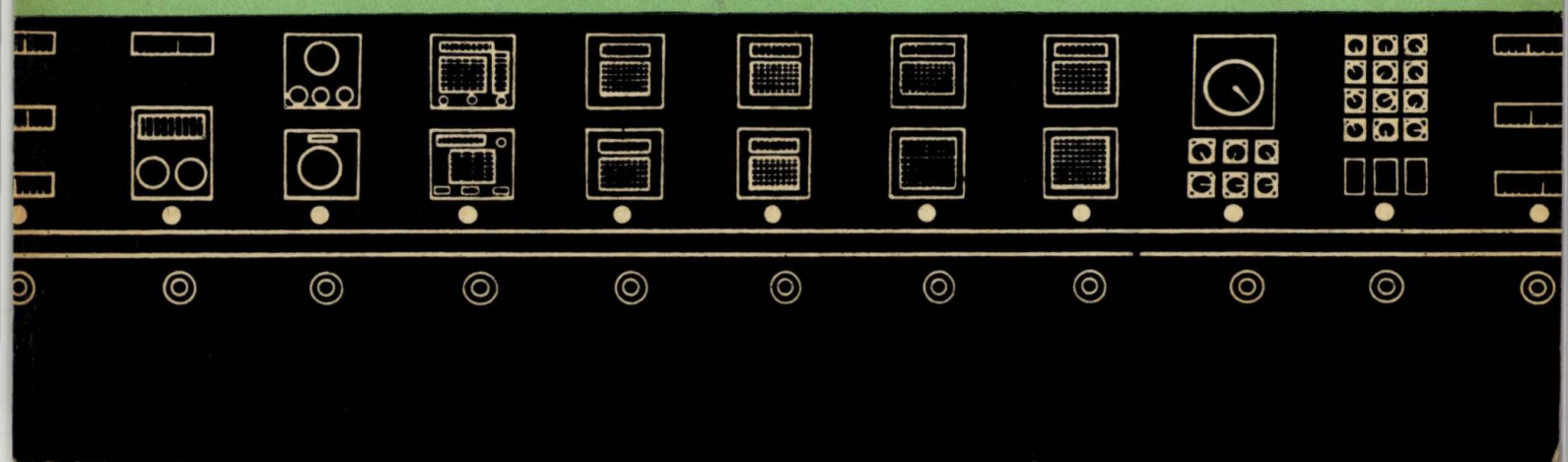
Produsele noastre se exportă prin ISCE ELECTRONUM București,
str Gabriel Péri 2, sector 1, telefon 14.18.80, telex: 011—547, România.

E2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 17 ● Nr. 6 ● NOIEMBRIE — DECEMBRIE 1973



instalații
și
echipamente
de
automatizare

CERCETARE Elaborare de elemente, de echipamente noi: automatizare, telemecanică, comandă numerică, acționări reglabile, utilizare calculatoare, transmitere de date, dirijare automată a circulației. Se asigură performanțe ridicate.

PROIECTARE Instalații de automatizare pentru procese tehnologice în industriile: chimică, petrochimică, energetică, materiale de construcție, metalurgică, bunuri de consum.

ENGINEERING Livrări complexe prin Centrala Industrială de Automatizări, pentru instalații de automatizare: proiectare, producție, montare, punere în funcțiune, service.

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

București, Bd. Kalinin nr. 18, sector 1,
tel. 33.00.90, telex 532

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

17 (1973), nr. 6, noiembrie—decembrie, p. 247—289

CUPRINS

Editorial 247—248

CZ 549.73 :621.3.042.15 :621.317.4.08

Ceoceonică V. şi *Ganea Şt.* :
Aparat pentru măsurarea coeficientului TK_{μ_i} la ferite.

Automatica şi Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 249—255

Aparatul permite stabilirea coeficientului de variaţie al permeabilităţii iniţiale a feritelor, cu temperatura.

CZ 621.38.049—181.4 :621.91—501 :681.3.041

Săndulescu Gh. :
Consideraţii cu privire la aplicaţiile circuitelor integrate în comanda program a maşinilor-unelte. Modularizarea, optimizarea şi extensibilitatea echipamentelor de comandă numerică.

Automatica şi Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 256—263

În lucrare se pun în discuţie o serie de probleme privind proiectarea raţională a echipamentului de comandă numerică, în particular pentru maşinile-unelte cu comandă numerică, folosind circuite integrate.

CZ 621.38.49—181.4

Grădinaru Gh. :
Caracterizarea sistemului $Si—SiO_2$ prin metoda avalanşei la suprafaţă.

Automatica şi Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 263—271

Autorul expune o metodă de caracterizare a stării suprafeţei plachetelor de siliciu, utilizabilă în tehnologia de fabricaţie a circuitelor integrate.

CZ 616—07 :681.322

Bălănescu Al. : **Diagnostic medical folosind maşini electronice de calcul.**

Automatica şi Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 272—278

Articolul trece în revistă etapele parcurse la elaborarea automată a diagnosticului, dezvoltînd mai mult etapa a doua (analiza semnalelor electrice ale parametrilor fiziologici) şi etapa a treia (evaluarea numerică a datelor şi afişarea diagnosticului).

CZ 681.3.06 :517.562

Ciugudean M. :
Algoritm şi schemă logică pentru calculul logaritmilor şi antilogaritmilor binari bazate pe înmulţiri şi împărţiri cu constante.

Automatica şi Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 278—282

Aportul autorului constă în înlocuirea metodelor de ridicare la pătrat şi extragerea rădăcinii pătrate cu înmulţiri şi împărţiri cu constante corespunzătoare.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI 282
INDEX ALFABETIC 288

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN: dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE: ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale pentru anul 1973 plătite în cont-avans conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/10.078/1972.

I. P. I. c. 3335

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

Передовая 247–248

ДК 549.73:621.3.042.15:621.317.4.08

Неочеоникэ В. и *Ганя Шт.:*
Прибор для измерения коэффициента ТК и на ферритах.

Automatica şi Electronica 17, No 6, ноябрь—декабрь 1973, стр. 249–255

Прибор позволяет установить коэффициент вариации начальной проницаемости ферритов, на основании температуры.

ДК 621.38.049—181.4:621.91—501:681.3.041

Сэндулеску Г.:
О применении цепей, интегрированных в программное управление станков. Модуляризация, оптимизация и экстенсивность аппаратуры числового управления.

Automatica şi Electronica 17, No 6, ноябрь—декабрь 1973, стр. 256–263

В работе обсуждается ряд проблем в связи с рациональным проектированием аппаратуры числового управления, в частности для станков с числовым управлением, применяя интегрированные цепи.

ДК 621.38.049—181.4

Грэдинару Г.:
Характеристика системы $Si-SiO_2$ определяемая методом поверхностной лавины.

Automatica şi Electronica 17, No 6, ноябрь—декабрь 1973, стр. 263–271

Автор описывает метод определения состояния поверхности пакетов кремня, применяемый в технологии осуществления интегрированных цепей.

ДК 616—07:681.322

Бэлэнеску Ал.:
Медицинский диагноз при применении вычислительных электронных машин.

Automatica şi Electronica 17, No 6, ноябрь–декабрь 1973, стр. 272–278

В статье проводится обзор этапов, пройденных при автоматической разработке диагноза и описывается более подробно второй этап (анализ электрических сигналов физиологических параметров) и третий этап (числовая оценка данных и воспроизведение диагноза).

ДК 681.3.06:517.562

Чюгудян М.:
Алгоритм и логическая схема для расчета логарифмов и бинарных антилогарифмов, основанных на умножении и делении с спостоянными.

Automatica şi Electronica 17 No, 6, ноябрь–декабрь 1973, стр. 278–282

Вклад автора заключается в замене методов возведения в квадрат и извлечения квадратного корня умножением и делением с соответствующими постоянными.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 282

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ 288

INHALTSVERZEICHNIS

Leitartikel S. 247–248

DK 549.73 :621.3.042.15 :621.317.4.08

Ceoceonică V. und *Ganea Şt.* :

Gerät zur Messung des TK_{μ_i} — Koeffizienten bei Ferriten.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 6 Nov–Dez 1973, S. 249–255

Das Gerät ermöglicht die Feststellung des Variationskoeffizienten der Anfangspermeabilität der Ferriten, mit der Temperatur.

DK 621.38.049–181.4 :621.91–501 :681.3.041

Săndulescu Gh. :

Betrachtungen über die Anwendungen der Integrierkreise in der Programmsteuerung der Werkzeugmaschinen. Modularisierung, Optimisierung und Ausdehnbarkeit der Digitalsteuerungsausrüstungen.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 6, Nov–Dez 1973, S. 256–263

In der Arbeit wird eine Reihe Fragen über die rationelle Projektierung der Digitalsteuerungsausrüstung, besonders für die Werkzeugmaschinen mit Digitalsteuerung, mit Anwendung der Integrierkreise, besprochen.

DK 621.38.049–181.4.

Grădinaru Gh. :

Kennzeichnung des Si-SiO_2-Systems durch die Oberflächenlawinemethode.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 6, Nov–Dez 1973, S. 263–271

Der Verfasser legt eine Methode für die Kennzeichnung des Zustandes der Siliziumplättchenoberfläche, anwendbar in der Fertigungstechnologie der Integrierkreise, dar.

DK 616–07 :681.322

Bălănescu Al. :

Arztliche Diagnose durch Anwendung der elektronischen Rechenmaschinen

Automatica şi Electronica 17, Nr. 6, Nov–Dez 1973, S. 272–278

Der Aufsatz beschreibt die durchgelauften Etappen für die Automaterstellung der Diagnose, wobei die zweite Etappe (Analyse der elektrischen Signale der physiologischen Parameter) und die dritte Etappe (Digitalbewertung der Daten und Anschlagen der Diagnose) eingehender entwickelt werden.

DK 681.3.06 :517.562

Ciugudean M. :

Algorithmus und Logikschema für die Berechnung der binären Logarithmen und Antilogarithmen auf Multiplikationen und Teilungen mit entsprechenden Konstanten gegründet.

Automatica şi Electronica 17, Nr. 6, Nov–Dez 1973, S. 278–282

Der Beitrag des Verfassers besteht in der Ersetzung der Quadrierungs- und Wurzelausziehungsmethoden durch Multiplikationen und Teilungen mit entsprechenden Konstanten.

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE 282

ALPHABETISCHES VERZEICHNIS 288

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1893

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICA ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI—UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVII (pag. 247—289) **nr. 6, noiembrie — decembrie** **București, 1973**

Electronica și Automatica în cel de al 26-lea an al Republicii

Complexitatea tehnologiilor care caracterizează automatica și electronica situează această ramură modernă a tehnicii printre tehnicile de vîrf contemporane, cu implicații hotărîtoare asupra dezvoltării societății. Cel de al douăzeci și șaselea an al Republicii a găsit constructorii de mașini înscriși în admirabilul efort al întregului popor pentru progresul mai rapid al României socialiste, concretizat în această perioadă în lupta pentru realizarea planului cincinal în patru ani și jumătate.

Industria română de electronică și automatică constă, în covîrșitoare majoritate, în întreprinderi, secții de producție și institute sau centre de cercetare sau proiectare tinere.

Tinere deoarece, practic, nici una din tehnologiile prezente în această ramură a industriei noastre nu exista în anul 1947, anul proclamării Republicii, și tinere deoarece reprezintă creații ale programelor prioritare adoptate de conducerea de partid și de stat în vederea progresului rapid al economiei noastre naționale. Producția ramurii electronice a crescut în 12 ani (1960—1972) de 14 ori, ritmurile în perioda următoare menținîndu-se la același nivel deosebit de înalt. Se prevede că în 1975 producția ramurii să fie de 4—5 ori mai mare decît în 1970. Creșterea producției se va face atît prin dezvoltarea capacităților existente cît și prin apariția de noi întreprinderi. Anul 1973 a fost anul unei activități efervescente pe multe șantiere ale viitoarelor unități ale industriei automatice și electronice. Se lucrează intens pentru noua Intreprindere de elemente de automatizare pneumatice de la Bîrlad, replică modernă a cunoscutei întreprinderi bucureștene FEA. *Se profilează întreprinderea „CONECT" din București care va produce elemente de contact caracteristice industriei electronice. Tot pe platforma Pipera, pe drept cuvînt numită „orășel al electronicii", se profilează și noua dezvoltare a Intreprinderii de aparate electronice de măsură industriale FEMI, alături de cea din anul trecut a Intreprinderii de calculatoare electronice. La București a fost pusă în funcțiune baza de cercetare a Institutului de cercetări pentru tehnica de calcul ITC. Tot în cadrul acestui Institut a fost pusă în funcțiune la Timișoara o modernă secție de fabricație de module de memorie pentru calculatoarele electronice care se fabrică în țară, bazată în cea mai mare parte pe cercetări tehnologice românești.*

In primăvara acestui an am fost martorii unui eveniment cu importante semnificații pentru dezvoltarea industriei electronice din țara noastră. In cadrul unei ceremonii, radio- și teletransmisă prin satelit și în Statele Unite ale Americii, s-a semnat la București contractul pentru crearea în R.S.România, în conformitate cu legea comerțului exterior, a unei societăți mixte pentru producția de echipamente periferice numită Rom Control Data. Contractul, semnat din partea română de tovarășul adjunct al ministrului inginer Cornel Mihulecea și din partea americană de domnul William Norris, președintele firmei Control Data Corporation, prevede fabricarea în primă etapă a două tipuri de cititoare de cartele perforate și a unei imprimante de linie, fiind prevăzute dezvoltări ulterioare ale gamei de fabricație. Centrala industrială de electronică și automatizări este proprietară a 55 % din capitalul social de 4 milioane de dolari și firma CDC a 45 % din capital.

Din punct de vedere al produselor fabricate, industria de electronică şi automatică s-a prezentat şi în acest an cu un număr însemnat de produse noi. Pe întreaga industrie la sfîrşitul acestui cincinal peste 80% din produsele fabricate vor fi noi. Expoziţia organizată la Bucureşti în luna iulie a acestui an, cu ocazia primei sărbătoriri a „zilei constructorului de maşini", a avut tema „Produse şi tehnologii noi în construcţia de maşini". In domeniul electronicii şi automaticii a fost evidentă pentru toţi vizitatorii o puternică tendinţă spre profesionalizare, dovadă elocventă a creşterii nivelului tehnic al industriei noastre. Printre exponatele prezentate s-au putut remarca echipamentele de comandă numerică a maşinilor-unelte cu afişare de cote care, împreună cu maşinile-unelte pe care le comandă, au primit premiul întîi al expoziţiei, aparatele de măsură electronice distinse cu premiul II, calculatorul electronic de capacitate mică Felix C—32, noile calculatoare electronice de birou cu circuite pe scară largă, traductoarele de măsură, variatorul electronic de turaţie şi o gamă variată de noi componente electronice active şi pasive printre care, în primul rînd, noile tipuri de circuite integrate româneşti. Dintre bunurile de larg consum electronice fabricate după tehnologii modernizate, uzina „Electronica" s-a prezentat cu noile televizoare tranzistorizate stabile (Electra şi Diana) sau portabile, alături de multe produse devenite foarte cunoscute.

Profesionalizarea industriei electronice româneşti a fost trăsătura semnificativă şi a Expoziţiei de aparatură electronică a Institutului de cercetări electronice, organizată în mai 1973 la Sala Palatului R.S.R. Aparatele electronice prezentate acoperă o gamă foarte largă de aplicaţii. Osciloscopul de laborator cu bandă de trecere de 0—50 MHz, multimetrul electronic, tensometrul electronic care permite măsurarea de forţe, deplasări, presiuni etc., betonoscopul, aparatul pentru diatermie cu unde scurte sînt numai cîteva din aparatele produse de acest harnic colectiv de cercetare şi care pot rivaliza, prin performanţe, realizare tehnologică şi cost, cu cele mai renumite aparate similare din străinătate.

Cel de al douăzeci şi şaselea an al Republicii a consemnat şi creşterea prestigiului internaţional al electronicii şi automaticii româneşti. Creşterea ponderii exportului produselor Centralei industriale de electronică şi automatizări în ansamblul industriei constructoare de maşini reflectă o largă recunoaştere internaţională a nivelului calitativ al produselor, fie ele componente, aparate, instalaţii sau utilaje electronice. Produsele CIEA se exportă în zeci de ţări. Intreprinderea de comerţ exterior Electronum a fost prezentă la tîrguri internaţionale de prestigiu, printre care cele de la Paris şi Hanovra, şi a organizat standuri la expoziţii specializate. La expoziţia „Electronum propune", organizată în luna august la Moscova, Institutul pentru tehnica de calcul a prezentat un sistem de teleinformatică realizat cu calculatorul românesc Felix C-256, cu un terminal aflat la Moscova şi legat de calculatorul Institutului de la Bucureşti, fără îndoială o premieră în tehnica de calcul a ţării noastre. In luna septembrie s-a înregistrat prima participare a României la Salonul internaţional de informatică SICOB de la Paris, prezentîndu-se, afară de produsele curente ale Intreprinderii de calculatoare electronice, şi recente realizări ale Institutului pentru tehnica de calcul din R.S.R.: calculatorul de capacitate mică Felix C-32 cu o structură a echipamentului şi un sistem de programare originale şi sistemul de teleinformatică mai sus amintit. De la produse simple, exportul CIEA se orientează spre produse complexe înglobînd concepţie şi engine ering, valorificînd superior inteligenţa tehnică a specialiştilor noştri. In 1973 s-a înregistrat primul export de software prin livrarea în Franţa, în luna iulie, a unui compilator FORTRAN LOAD—AND—GO de către ITC.

Chemată să aibă an de an un rol tot mai important în viaţa economică a patriei noastre, industria de electronică şi automatică, tehnică de calcul, componente electronice se dezvoltă într-un ritm susţinut, reflectînd atenţia acordată de conducerea de partid şi de stat progresului tehnic şi ponderii acestei ramuri de vîrf.

VALERIU CEOCEONICĂ şi ŞTEFĂNIŢĂ GANEA*

Aparat pentru măsurarea coeficientului TK_{μ_i} la ferite

Feritele, materiale magnetice de largă utilizare în tehnica electronică actuală, prezintă pentru permeabilitatea iniţială μ_i o dependenţă de temperatură de tipul celor reprezentate în figura 1.

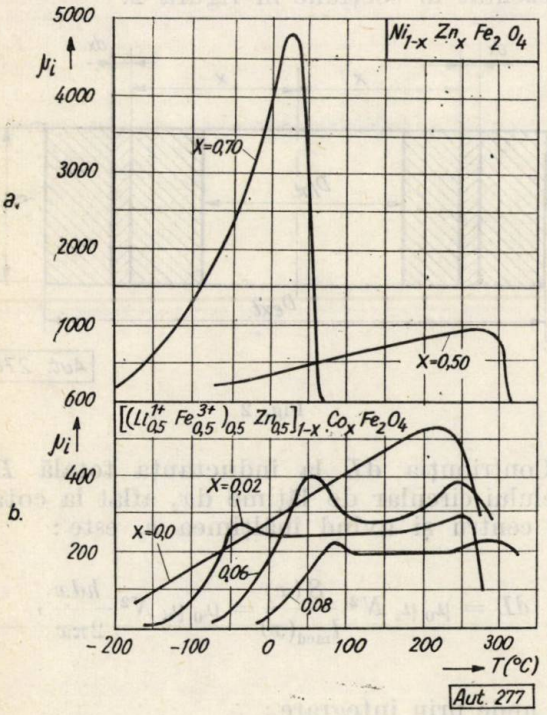


Fig. 1

Curbele expuse evidenţiază următoarele aspecte :

a) dependenţa $\mu_i = f(T)$ este condiţionată în mod esenţial de compoziţia chimică a feritei ; pentru toate tipurile de ferite însă, curba $\mu_i = f(T)$ acuză un maxim în apropierea temperaturii Curie (T_C) după care scade vertiginos la 0 ;

b) domeniul temperaturilor Curie se întinde de la cîteva zeci de grade pînă la sute de grade ; pentru feritele cu μ_i ridicat (de exemplu μ_i = 5 000), temperatura Curie poate fi atinsă în condiţii de funcţionare reale ($T_C < 100$ °C) ;

c) feritele de tip perminvar prezintă un al 2-lea maxim (maximul secundar) la temperaturi care se află în gama — 100 °...+100 °C, deci care pot ajunge iar în intervalul normal al temperaturilor de utilizare (v. curbele *b*) ;

d) există domenii de temperatură (v. curbele *b*) pentru care variaţia permeabilităţii iniţiale cu temperatura este foarte redusă. Acest gen de ferite vor prezenta deci un interes deosebit pentru aplicaţiile militare.

Pentru cei care lucrează în domeniul cercetării feritelor, de un prim interes sînt curbele $\mu_i = f(T)$ a căror cunoaştere permite stabilirea unor legi de corespondenţă între dependenţa de temperatură a permeabilităţii iniţiale μ_i şi proprietăţile de compoziţie şi tratament ale feritelor.

Pentru utilizatorii de ferite, interesul se referă la o gamă mai restrînsă de temperaturi : 20—50 °C în cazuri obişnuite şi —40...+80°C în cazuri mai deosebite (aplicaţii militare).

Întrucît din figura 1 se vede că pe aceste intervale variaţia lui μ_i cu temperatura este suficient de liniară, caracterizarea dependenţei $\mu_i = f(T)$ se poate face prin panta $\frac{\Delta\mu_i}{\Delta T}$ a curbelor sau prin panta relativă $\frac{1}{\mu_i}\ \frac{\Delta\mu_i}{\Delta T_i}$.

Mărimea $\frac{\Delta\mu_i}{\mu_i} \times \frac{1}{\Delta T}$ se numeşte coeficientul de variaţie al permeabilităţii iniţiale a feritelor cu temperatura şi se notează cu $TK\mu_i$, deci :

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_1 - T_0}\ \frac{\mu_{i1} - \mu_{i0}}{\mu_{i0}}. \qquad (1)$$

Uneori, cînd intervalul $\Delta T = T_1 - T_0$ este prea mare, raportarea lui $\Delta\mu_i$ se face la o permeabilitate medie din intervalul în care variază temperatura, adică :

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_2 - T_0}\ \frac{\mu_{i2} - \mu_{i0}}{\mu_{i1}}, \qquad (2)$$

în care μ_{i1} este permeabilitatea medie menţionată ; obişnuit :

$$\mu_{i1} = \mu_i(T = 25°C) = \mu_{i25}.$$

1. Măsurarea şi utilizarea coeficientului $TK\mu_i$

Consideraţiile prezentate în introducere justifică importanţa cunoaşterii coeficientului $TK\mu_i$ de către utilizatorii de ferite, atît în valoare absolută, cît şi ca semn.

Măsurarea lui $TK\mu_i$ se face prin determinarea lui μ_i la $T = T_0$ (deci a lui μ_{i0}) şi a variaţiilor $\Delta\mu_i = \mu_{i1} - \mu_{i0}$ pe diferite intervale de temperatură ($T_1 - T_0$). Cum permeabilitatea iniţială μ_i se măsoară pe circuite magnetice închise (toruri), iar feritele se utilizează cel mai

* Ing. *V. Ceoceonică* este directorul Institutului de cercetări şi proiectări electronice Bucureşti, iar ing. *Şt. Ganea* este cercetător în acelaşi institut.

frecvent sub formă de circuite magnetice deschise (oale cu întrefier, bastoane etc), întrebarea care se pune este : cum poate un parametru măsurat pe un circuit magnetic închis să caracterizeze un circuit magnetic deschis ?

Vom da un exemplu :

Fie o oală de ferită cu întrefierul ε. Se defineşte permeabilitatea efectivă a acesteia ca permeabilitatea materialului din care ar fi confecţionată aceeaşi oală fără întrefier, avînd însă aceeaşi inductanţă cu acelaşi bobinaj.

Reluctanţa totală a circuitului magnetic al miezului oală este :

$$\frac{1}{\mu_{ef}} \Sigma \frac{l}{S} = \frac{1}{\mu_i} \Sigma \frac{l}{S} + \frac{\varepsilon}{\beta S_0}, \tag{3}$$

unde S_0 este secţiunea întrefierului, iar β un factor de dispersie al liniilor de cîmp.

Expresia (3) se mai scrie :

$$\frac{1}{\mu_{ef}} = \frac{1}{\mu_i} + \frac{\varepsilon}{\beta S_0 \Sigma \frac{l}{S}}. \tag{4}$$

Notînd cu $\beta S_0 \Sigma \frac{l}{S} = l_e$, l_e fiind lungimea efectivă a circuitului magnetic, rezultă :

$$\frac{1}{\mu_{ef}} = \frac{1}{\mu_i} + \frac{\varepsilon}{l_e}. \tag{5}$$

Relaţia (5) permite caracterizarea completă, cu temperatura, a circuitelor deschise. Astfel, pentru mici variaţii (datorită spre exemplu temperaturii) ale lui μ_i se obţine :

$$\frac{\Delta\mu_e}{\mu_e^2} = \frac{\Delta\mu_i}{\mu_i^2}. \tag{6}$$

În consecinţă variaţia relativă a inductanţei oalei din ferită cu temperatura se poate calcula astfel :

$$\frac{\Delta L}{L \Delta T} = \frac{\Delta\mu_e}{\mu_e \Delta T} = \frac{\Delta\mu_e}{\mu_e^2} \times \frac{1}{\Delta T} \times \mu_e = \frac{\Delta\mu_i}{\mu_i^2} \times \frac{1}{\Delta T} \times \mu_e$$

$$= \frac{TK\mu_i}{\mu_i} \times \mu_e. \tag{7}$$

Se vede deci că raportul $\frac{TK\mu_i}{\mu_i} = TK_{\text{relativ}}$ caracterizează intrinsec materialul feritic din punctul de vedere al comportării acestuia cu temperatura. De aceea coeficientul $TK\mu_i$ se determină pe circuite închise, pentru corectitudinea şi uşurinţa determinărilor, dar se utilizează de fapt pentru caracterizarea comportării circuitelor deschise.

2. Principiul de măsură şi schema bloc a aparatului

Fie un tor de ferită cu diametrul exterior, D_{ext}, diametrul interior D_{int} şi înălţimea h, de permeabilitate iniţială μ_i, bobinat cu N spire, prezentat în secţiune în figura 2.

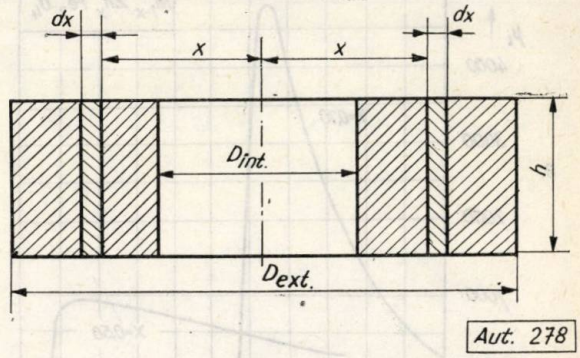


Fig. 2

Contribuţia dL la inductanţa totală L a inelului circular de lăţime dx, aflat la cota x de centru şi avînd înălţimea h, este :

$$dL = \mu_0 \mu_i N^2 \frac{S(x)}{l_{\text{med}}(x)} = \mu_0 \mu_i N^2 \frac{h dx}{2\pi x}, \tag{8}$$

de unde prin integrare :

$$L = \mu_0 \mu_i N^2 \frac{h}{2\pi} \int_{D_{\text{int}/2}}^{D_{\text{ext}/2}} \frac{dx}{x} = \frac{h}{2\pi} \mu_0 \mu_i N^2 \ln \frac{D_{\text{ext}}}{D_{\text{int}}} \tag{9}$$

cu $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$. Trecînd la logaritmi zecimali se obţine :

$$L = 4{,}6 \cdot 10^{-7} N^2 \mu_i h \log \frac{D_{\text{ext}}}{D_{\text{int}}}. \tag{10}$$

Dacă torul este bobinat cu N_1, respectiv N_2 spire (fig. 3), inductanţa mutuală între cele două înfăşurări va fi :

$$L_{12} = 4{,}6 \cdot 10^{-7} N_1 N_2 \mu_i h \log \frac{D_{\text{ext}}}{D_{\text{int}}}. \tag{11}$$

Injectînd în primarul cu N_1 spire curentul sinusoidal de frecvenţă f şi valoare eficace I,

tensiunea U indusă la bornele înfăşurării secundare (de N_2 spire) va fi:

$$U = \omega L_{12} I = 4{,}6 \cdot 10^{-7} \cdot 2\pi f N_1 N_2 \mu_i h \log \frac{D_{ext}}{D_{int}} I \tag{12}$$

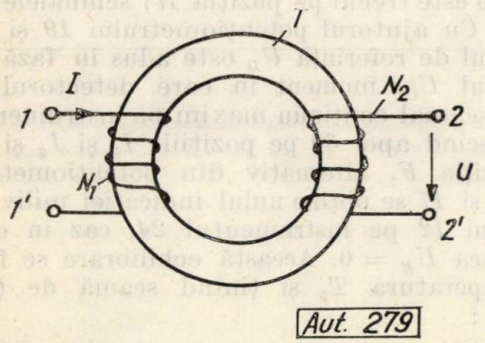


Fig. 3

sau în definitiv:

$$U = Kf \mu_i I, \tag{13}$$

unde:

$$K = 4{,}6 \cdot 10^{-7} 2\pi N_1 N_2 h \log \frac{D_{ext}}{D_{int}}. \tag{14}$$

Dacă amplitudinea I a curentului şi frecvenţa sa f sînt menţinute constante, iar la temperaturile T_0, T_1, T_2 permeabilitatea μ_i a probei ia valorile μ_{i0}, μ_{i1}, μ_{i2}, cărora le corespund prin formula (13) tensiunile induse U_0, U_1, U_2, expresia coeficientului $TK\mu_i$ se poate scrie sub forma:

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{\mu_{i2} - \mu_{i0}}{\mu_{i1}} = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{U_2 - U_0}{U_1} \tag{15}$$

sau după o prelucrare simplă sub forma:

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{A(U_2 - U_0)}{AU_1} = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{A(U_2 - U_0)}{A(U_1 - U_0) + AU_0}, \tag{16}$$

A fiind o constantă de amplificare arbitrară. Introducînd notaţiile:

$$A(U_2 - U_0) = u_{20}, \tag{17}$$

$$A(U_1 - U_0) = u_{10}, \tag{18}$$

expresia (16) devine:

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{u_{20}}{u_{10} + AU_0}, \tag{19}$$

Conform procedeului de măsură elaborat, determinarea coeficientului $TK\mu_i$ constă în injectarea în înfăşurarea primară a torului a curentului de valoare eficace I şi frecvenţă f constante şi în determinarea variaţiilor amplificate de A ori ale tensiunii induse în înfăşurarea secundară bobinată peste prima înfăşurare, cînd temperatura torului se modifică de la T_0 la T_1, respectiv de la T_0 la T_2, deci a tensiunilor u_{10}, u_{20}, precum şi a tensiunii U_0 (constanta A fiind cunoscută, iar temperaturile T_0, T_1, T_2 ale probei fiind citibile printr-un mijloc oarecare), astfel încît coeficientul $TK\mu_i$ se poate calcula cu formula (19).

Conform procedeului de măsură elaborat, determinarea tensiunilor u_{10} şi u_{20} se face amplificînd de A ori diferenţa dintre tensiunile U_1 şi U_2 şi o tensiune de amplitudine egală cu U_0 a cărei fază se aduce egală cu cea a tensiunilor U_1 şi U_2 la temperaturile T_1, respectiv T_2.

Figura 4 reprezintă schema bloc a aparatului.

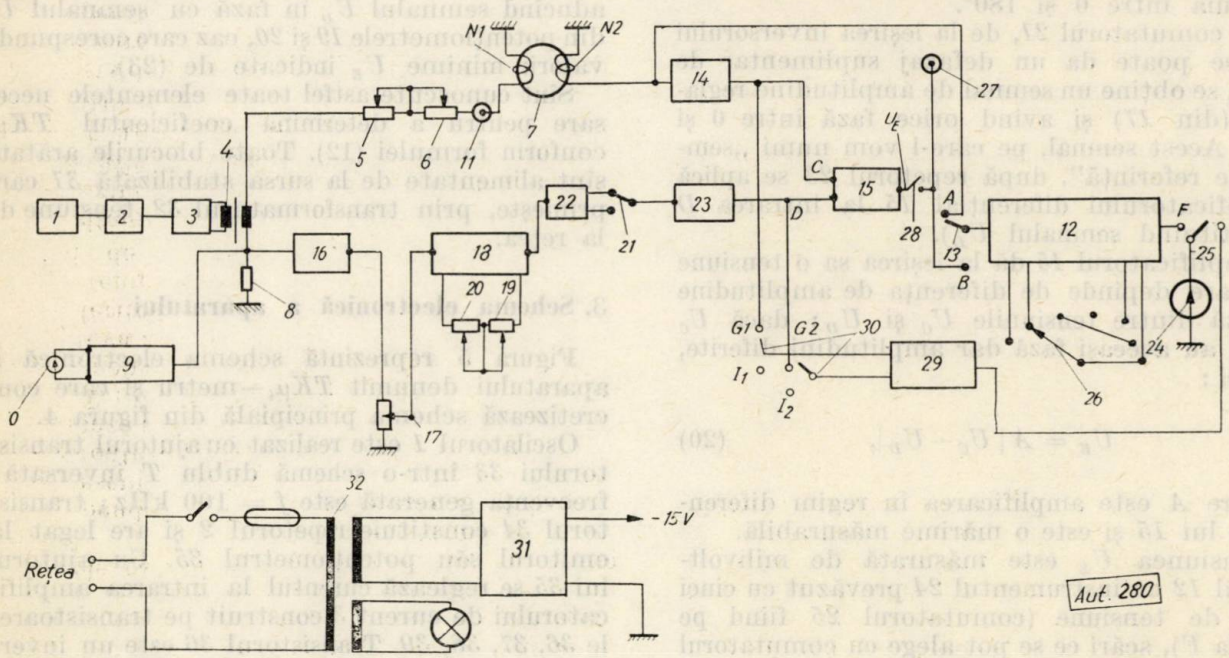


Fig. 4

Oscilatorul *1* generează un semnal sinusoidal de frecvenţă f care se aplică repetorului *2*, repetor care are rolul unui separator între oscilatorul *1* şi amplificatorul în contratimp *3*. Din secundarul transformatorului *4* al acestui amplificator prin potenţiometrele *5* şi *6* se injectează curentul I în înfăşurarea primară de N_1 spire a probei toroidale de ferită *7* aflate în termostat.

Valoarea eficace a curentului I injectat se modifică brut şi fin din potenţiometrele *5* şi *6* şi este măsurată prin intermediul căderii de tensiune produsă de curentul I, la bornele rezistenţei *8*, de miliampermetrul *9* (de fapt montat ca milivoltmetru), prevăzut cu instrumentul de măsură *10*.

Mufa *11*, care în condiţii normale de lucru este scurtcircuitată de o mufă şunt, serveşte la controlul curentului în timpul calibrării. Tensiunea U_0, indusă în secundarul torului la temperatura T_0, este măsurată de milivoltmetrul *12*, cu comutatorul de scară *13* trecut pe poziţia A. Aceeaşi tensiune U_0 indusă în secundar este aplicată repetorului 14 şi de la ieşirea acestuia la intrarea C a amplificatorului diferenţial *15* (tensiunea aceasta se va nota U_C; evident, $U_C = U_C(T)$.

Semnalul de la bornele rezistenţei *8*, proporţional cu curentul I, este amplificat de amplificatorul *16*, a cărui sarcină este potenţiometrul de nivel *17*; între cursorul acestuia şi masă se culege o tensiune (cu aceeaşi frecvenţă f) a cărei amplitudine poate fi modificată cu ajutorul potenţiometrului *17* şi care se aplică defazorului reglabil *18*.

Cu ajutorul potenţiometrelor *19* (brut) şi *20* (fin), la ieşirea defazorului se obţine o tensiune de amplitudine constantă şi cu o fază ce se modifică în raport cu faza de la intrarea acestuia între 0 şi 180°.

Cu comutatorul *21*, de la ieşirea inversorului *22* (ce poate da un defazaj suplimentar de 180°), se obţine un semnal de amplitudine reglabilă (din *17*) şi având orice fază între 0 şi 360°. Acest semnal, pe care-l vom numi „semnal de referinţă", după repetorul *23* se aplică amplificatorului diferenţial *15* la intrarea D (constituind semnalul U_D).

Amplificatorul *15* dă la ieşirea sa o tensiune U_E care depinde de diferenţa de amplitudine şi fază dintre tensiunile U_C şi U_D; dacă U_C şi U_D au aceeaşi fază dar amplitudini diferite, atunci:

$$U_E = A\,|\,U_C - U_D\,|, \tag{20}$$

în care A este amplificarea în regim diferenţial a lui *15* şi este o mărime măsurabilă.

Tensiunea U_E este măsurată de milivoltmetrul *12* cu instrumentul *24* prevăzut cu cinci scări de tensiune (comutatorul *25* fiind pe poziţia F), scări ce se pot alege cu comutatorul *26*.

Mufa *27* permite calibrarea milivoltmetrului *12* cu ajutorul unui generator extern, cînd întrerupătorul *28* este deschis iar comutatorul *13* trecut pe poziţia B.

Detectorul sensibil la faza *29* primeşte pe poziţiile G_1, G_2 ale comutatorului *30* (caz în care *25* este trecut pe poziţia H) semnalele U_C şi U_D. Cu ajutorul potenţiometrului *19* şi *20*, semnalul de referinţă U_D este adus în fază în semnalul U_C, moment în care detectorul *29* dă un semnal continuu maxim pe instrumentul *24*. Trecînd apoi *30* pe poziţiile I_1 şi I_2 şi *25* pe poziţia F, alternativ din potenţiometrele *19*, *20* şi *17* se obţine nulul indicaţiei milivoltmetrului *12* pe instrumentul *24*, caz în care tensiunea $U_E = 0$. Această echilibrare se face la temperatura T_0 şi ţinînd seamă de (20) rezultă:

$$U_C\ (T_0) = U_D = U_0 \tag{21}$$

Trecînd apoi comutatorul *13* pe poziţia A, se citeşte pe o scară a milivoltmetrului *12* tensiunea U_0. Crescînd succesiv temperatura la T_1, respectiv T_2, tensiunea $U_C(T)$ va lua valorile $U_C(T_1) = U_1$ şi $U_C(T_2) = U_2$; întrucît tensiunea de referinţă $U_D = U_0$ rămîne fixă, milivoltmetrul 12 va indica:

$$U_E(T_1) = A\,|\,U_C(T_1) - U_D\,| = A\,|\,U_1 - U_0\,| = u_{10} \tag{22}$$

$$U_E(T_2) = A\,|\,U_C(T_2) - U_D\,| = A\,|\,U_2 - U_0\,| = u_{20} \tag{23}$$

Trebuie reţinut că aceste măsurători se fac aducînd semnalul U_D în fază cu semnalul U_C din potenţiometrele *19* şi *20*, caz care corespunde valorii minime U_E indicate de (23).

Sînt cunoscute astfel toate elementele necesare pentru a determina coeficientul $TK\mu_i$ conform formulei (12). Toate blocurile arătate sînt alimentate de la sursa stabilizată *31* care primeşte, prin transformatorul *32*, tensiune de la reţea.

3. Schema electronică a aparatului

Figura 5 reprezintă schema electronică a aparatului denumit $TK\mu_i$—metru şi care concretizează schema principială din figura 4.

Oscilatorul *1* este realizat cu ajutorul transistorului *33* într-o schemă dublu T inversată; frecvenţa generată este $f = 100$ kHz; transistorul *34* constituie repetorul *2* şi are legat la emitorul său potenţiometrul *35*. Cu ajutorul lui *35* se reglează curentul la intrarea amplificatorului de curent *3* construit pe transistoarele *36*, *37*, *38*, *39*. Transistorul *36* este un inversor la care se obţin în colector şi emitor două

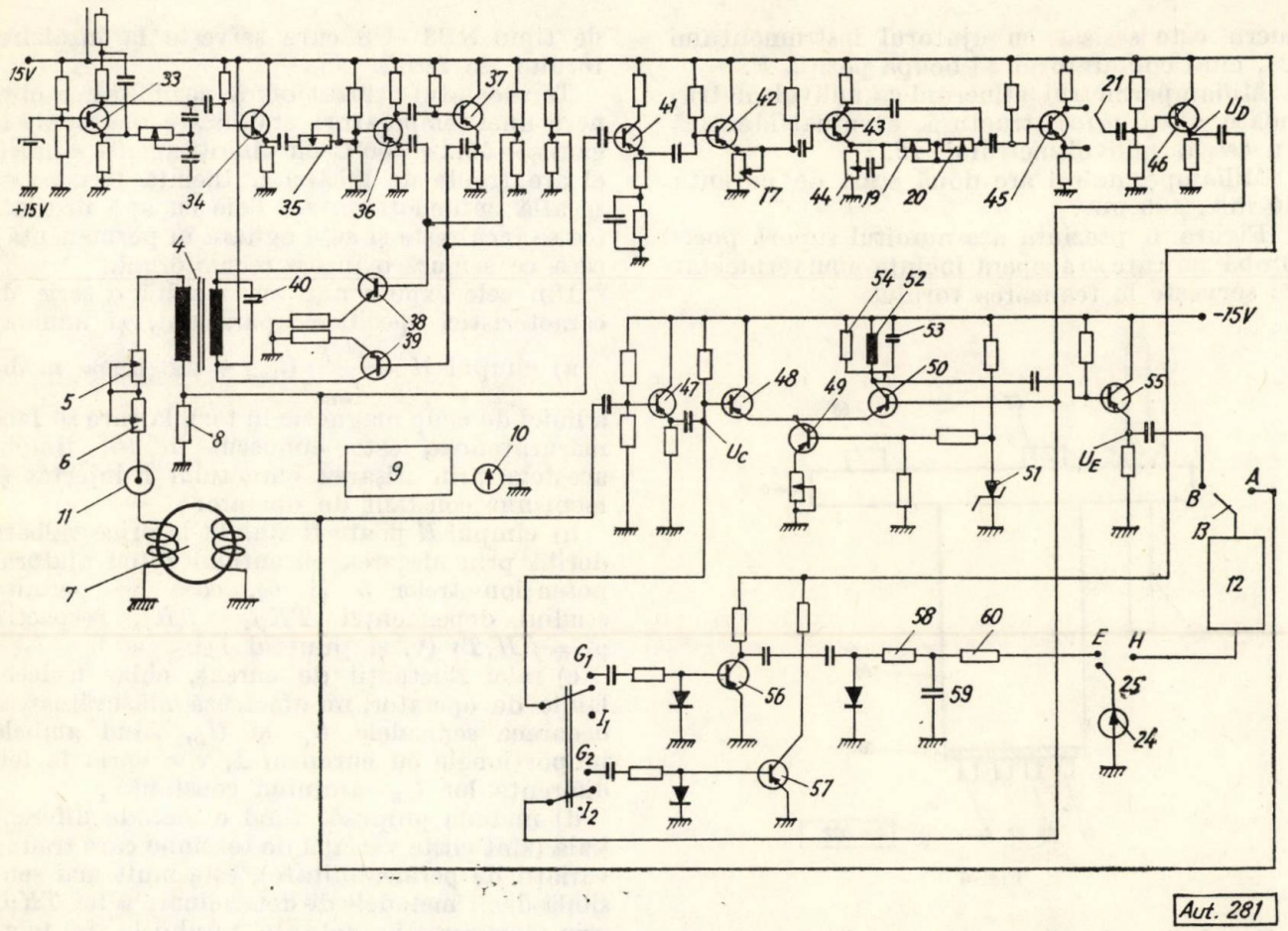


Fig. 5

tensiuni în antifază necesare pentru atacul amplificatorului propriu-zis, construit pe *38* şi *39*. Transistorul *37* lucrează ca repetor pe emitor; se asigură astfel simetrizarea surselor de tensiune ce se aplică bazelor lui *38* şi *39*. Condensatorul *40*, care uneşte colectoarele celor două transistoare, micşorează impedanţa de sarcină a amplificatorului la frecvenţe ridicate, ceea ce scade considerabil distorsiunile. În secundarul transformatorului *4* se obţine curentul *I*, injectat în torul *7* prin potenţiometrele de reglaj *5* şi *6*. Căderea de tensiune de pe rezistenţa *8* este amplificată de amplificatorul *16* construit pe transistorul *41* şi avînd ca sarcină transistorul *42*. În emitorul transistorului *42* (repetor) se află potenţiometrul de nivel *17*. Defazorul reglabil *18* este construit pe transistorul *43*. Potenţiometrul din emitorul acestuia (*44*) permite obţinerea unei tensiuni la intrarea inversorului *22* construit pe transistorul *45*, de amplitudine independentă de poziţiile potenţiometrelor pentru reglajul fazei *19* şi *20*.

Prin comutatorul *21* se culege de la ieşirea inversorului *22* semnalul de referinţă care se aplică pe baza transistorului *46* (repetorul *14*); în emitorul acestuia se obţine tensiunea U_D.

Tensiunea de secundarul torului *7* se regăseşte în emitorul repetorului *14* realizat cu transistorul *47*, constituind tensiunea U_C. Cele două tensiuni U_C şi U_D se aplică amplificatorului diferenţial *15* construit pe transistoarele *48*, *49* şi *50*.

Sarcina lui este formată cu circuitul acordat *L* (*52*), *C* (*53*) aşezate în paralel cu rezistenţa *54*.

Tensiunea U_E care se obţine la ieşirea amplificatorului diferenţial *15*, respectiv din emitorul transistorului *55*, se aplică pe poziţia *B* a comutatorului *13* al milivoltmetrului *12* de o structură oarecare (înglobat în aparat), prevăzut cu cinci scări de tensiune: 40 mV, 100 mV, 400 mV, 1 V, 4 V.

Pe poziţiile G_1, G_2 ale comutatorului *30*, tensiunile U_C şi U_D sînt aplicate detectorului sensibil la fază *29* construit cu transistoarele *56*, *57* care îndeplinesc funcţia de amplificatoare limitatoare. În colectoarele lor se obţine un semnal dreptunghiular care este integrat (alternanţa lui negativă) de grupul *RC* format din *58* şi condensatorul *59*, obţinîndu-se pe rezistenţa *60* un semnal continuu care este maxim cînd tensiunile U_C şi U_D sînt în fază. Acest

lucru este sesizat cu ajutorul instrumentului *24*, cînd comutatorul *25* ocupă poziţia *F*.

Miliampermetrul 9 (lucrînd ca milivoltmetru) poate avea orice structură, eventual identică cu cea a milivoltmetrului *12*.

Miliampermetrul are două scări de curent: 10 mA, 100 mA.

Figura 6 prezintă aşa-numitul suport port-probă cu care se acoperă incinta unui termostat ce serveşte la realizarea torului.

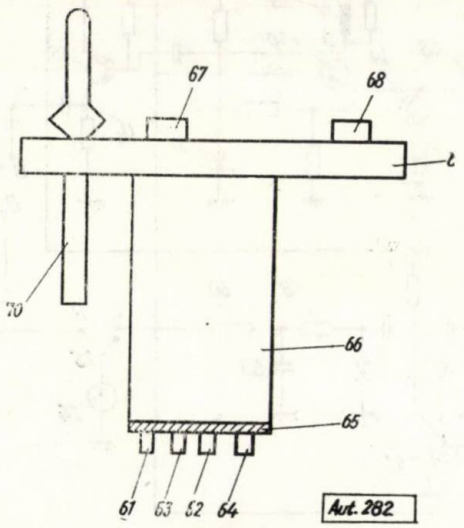


Fig. 6

Torul *7* se leagă cu primarul la şuruburile *61* şi *62*, iar cu secundarul la şuruburile *63* şi *64* aflate într-o plăcuţă izolată cu care se termină cilindrul de inox *66* prin care se trec firele de legătură cu care aceste şuruburi sînt legate la mufele *67*, *68* şi (masă) prinse în capacul *69* al termostatului. Prin acelaşi capac *69* mai este trecut şi termometrul *70*. Mufele *67* şi *68* sînt legate cu cabluri coaxiale la $TK\mu_i$-metru.

4. Realizarea constructivă a aparatului

$TK\mu_i$-metrul, în varianta expusă mai sus, a fost realizat în cadrul Institutului de cercetări şi proiectări electronice din Bucureşti (fig. 7). Aparatul lucrează asociat cu un ultratermostat de tipul NB8—U8 care serveşte la încălzirea torului de ferită.

Termostatul utilizat oferă posibilitatea obţinerii unei temperaturi stabilizate electronic în gama — 60...+ 300°C cu diferiţi agenţi termici; el are trepte de încălzire. Incinta termostată se află cufundată într-o baie cu apă distilată (ce se încălzeşte şi este agitată în permanenţă), ceea ce asigură o încălzire uniformă.

Din cele expuse mai sus rezultă o serie de caracteristici specifice aparatului, şi anume:

a) cîmpul $H = \frac{N_1 I}{l_{med}}$ (l_{med} — lungimea medie a liniei de cîmp magnetic în tor), la care se face măsurătoarea, este cunoscut în tot timpul acesteia prin afişarea curentului I injectat şi menţinut constant de operator;

b) cîmpul H poate fi stabilit la orice valoare dorită prin alegerea curentului I (cu ajutorul potenţiometrelor *5* şi *6*), ceea ce permite studiul dependenţei $TK\mu_i = f(H)$, respectiv $\mu_i = f(H,T)$ (v. şi punctul 1);

c) mici fluctuaţii de curent, chiar nedecelabile de operator, nu afectează măsurătoarea, deoarece semnalele U_C şi U_D, fiind ambele proporţionale cu curentul I, vor varia la fel, diferenţa lor U_E rămînînd constantă;

d) metoda propusă, fiind o metodă diferenţială (sînt citite variaţii de tensiune care traduc variaţii de permeabilitate), este mult mai sensibilă decît metodele de determinare a lui $TK\mu_i$ prin măsurarea inductanţei torului la trei temperaturi $T_0(L_0)$, $T_1(L_1)$, $T_2(L_2)$ şi calcularea lui $TK\mu_i$ cu:

$$TK\mu_i = \frac{1}{T_2 - T_0} \frac{L_2 - L_0}{L_1}; \qquad (24)$$

deci o metodă în care se fac măsurători absolute;

e) toate tensiunile din formula (*19*) fiind proporţionale cu frecvenţa şi curentul, iar prin raportare constantele de proporţionalitate simplificîndu-se, rezultatele măsurătorilor sînt independente de frecvenţă şi cîmp (pentru $H \leqslant 5$ mOe;)

f) lucrînd cu un circuit acordat pe frecvenţe f, aparatul este insensibil la perturbaţii electrice de orice altă frecvenţă;

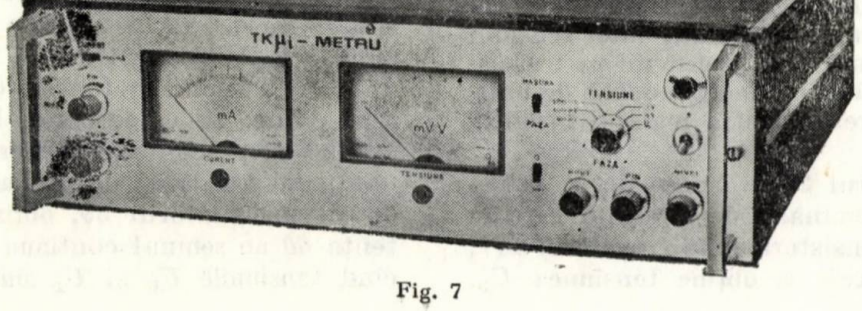


Fig. 7

g) aparatul permite determinarea curbei $\mu_i = f(T)$ cunoscînd permeabilitatea iniţială la o singură temperatură $T_0(\mu_{i0})$. Într-adevăr luînd $U_1 = U_0(T_1 = T_0)$ rezultă:

$$\frac{u_{20}}{AU_0} = \frac{U_2 - U_0}{AU_0} = \frac{\mu_i\,(T_2) - \mu_i(T_0)}{\mu_i(T_0)} = \frac{\mu_2}{\mu_0} - 1, \tag{25}$$

$$\frac{\mu_2}{\mu_0} = \frac{u_{20}}{AU_0} + 1,$$

$$\mu_2 = \mu_0\left(\frac{u_{20}}{AU_0} + 1\right).$$

5. Rezultatele măsurătorilor

Tabela prezintă valorile comparative obţinute pentru raportul $\frac{TK\mu_i}{\mu_i}$ la $TK\mu_i$—metru şi la puntea BM401—Tesla pe trei probe toroidale, cu permeabilităţile μ_i:1 000 (M1050), 12(PA), 130 (PEA). Trebuie reţinut că pe punte măsurătorile au fost efectuate la frecvenţa $f = 800$ Hz (nu 100 kHz ca în cazul $TK\mu_i$—metrului); de asemenea cîmpul nu a putut fi menţinut constant în timpul măsurătorilor.

Tabela evidenţiază o bună concordanţă între rezultatele obţinute prin cele două metode $TK\mu_i$-metrul prezentînd avantaje nete (datorită metodei diferenţiale propuse) pentru

Tabela 1

Tabela comparativă cu valorile obţinute pentru coeficientul $TK\mu_i$ pe puntea BM401-Tesla şi cu $TK\mu_i$—metru

TOR M1050	$TK\mu_i/\mu_i$ (1/°C)		TOR PA	$TK\mu_i/\mu_i$ (1/°C)		TOR PEA	$TK\mu_i/\mu_i$ (1/°C)	
ΔT(°C)	$TK\mu_i$-metru	Punte	ΔT(°C)	$TK\mu_i$-metru	Punte	ΔT(°C)	$TK\mu_i$-metru	Punte
20—40	$1{,}15\cdot10^{-6}$	$2{,}23\cdot10^{-6}$	20—40	$10{,}7\cdot10^{-6}$	$8\cdot10^{-6}$	20—40,8	$0{,}78\cdot10^{-6}$	—
20—52	$1{,}95\cdot10^{-6}$	$2{,}25\cdot10^{-6}$	10—50	$10{,}4\cdot10^{-6}$	$7{,}6\cdot10^{-6}$	20—50	$0{,}59\cdot10^{-6}$	—
20—60	$1{,}72\cdot10^{-6}$	$2{,}78\cdot10^{-6}$	10—60	$8{,}8\cdot10^{-6}$	$6{,}6\cdot10^{-6}$	20—60	$0{,}36\cdot10^{-6}$	—
20—70	$2{,}74\cdot10^{-6}$	$2{,}84\cdot10^{-6}$	20—70	$7{,}6\cdot10^{-6}$	$5{,}3\cdot10^{-6}$	20—71	$0{,}63\cdot10^{-6}$	—
20—80	$2{,}79\cdot10^{-6}$	$2{,}85\cdot10^{-6}$	20—80	$6{,}5\cdot10^{-6}$	$6{,}15\cdot10^{-6}$	20—80,4	$0{,}98\cdot10^{-6}$	—
20—90	$2{,}95\cdot10^{-6}$	$3{,}2\cdot10^{-6}$	20—90	$5{,}08\cdot10^{-6}$	$5{,}8\cdot10^{-6}$	20—91	$0{,}85\cdot10^{-6}$	—
20—100	$3{,}06\cdot10^{-6}$	$3{,}2\cdot10^{-6}$	20—100	$4{,}16\cdot10^{-6}$	$4{,}7\cdot10^{-6}$	20—100	$0{,}94\cdot10^{-6}$	—

În definitiv pentru o temperatură $T_2 = T$, cu $u_{20} = u$, avem:

$$\mu = \mu_0\left(\frac{u}{AU_0} + 1\right). \tag{26}$$

valori mici ale coeficientului $TK\mu_i$ (la materialul PEA).

BIBLIOGRAFIE

[1] Cedighian, S. *Ferite*. Bucureşti, Ed. tehnică 1966.

[2] Ceoceonică, V., Ganea, St. *Metodă şi aparat pentru măsurarea coeficientului de temperatură al permeabilităţii iniţiale $TK_{\mu i}$ la ferite*, certificat de invenţie nr. 54878 din 15.12. 1972.

GHEORGHE SĂNDULESCU*

Consideraţii cu privire la aplicaţiile circuitelor integrate în comanda program a maşinilor-unelte. Modularizarea, optimizarea şi extensibilitatea echipamentelor de comandă numerică

1. Cerinţele actuale în privinţa echipamentelor de comandă numerică

În prelucrarea prin aşchiere a pieselor metalice se urmăreşte obţinerea în mod rapid, ieftin şi precis a formei corespunzătoare menţinînd calităţile maşinii-unelte la parametrii optimi de utilizare un timp cît mai îndelungat. Aceste deziderate pot fi atinse prin utilizarea comenzii numerice care, în actuala etapă, trebuie să ofere [1]:

— Precizie, pentru a completa performanţele maşinilor-unelte şi a oferi fineţea de prelucrare ridicată cerută de producţie, atît pentru necesităţile actuale cît şi pentru cele de perspectivă.

— Siguranţă în funcţionare, pentru a lucra la maximul de eficienţă.

— Versatilitatea, pentru a fi compatibilă cu diferite tipuri de maşini-unelte, pentru a se acorda uşor cu acestea în operare şi programare.

— Modularitate, pentru a simplifica service-ul şi a micşora timpii de întrerupere a sistemului echipament-maşină.

— Extensibilitate, pentru a răspunde cerinţelor crescînde în timp.

— Facilitate şi simplitate la punerea în funcţiune prin standardizarea şi unificarea semnalelor de ieşire, discrete sau continue, spre partea de adaptare la schema electrică convenţională, pentru întreaga serie de echipamente, indiferent de tipul maşinii-unelte comandate.

— Posibilităţi largi de programare în cote relative şi absolute, posibilităţi de verificare a benzii perforate şi de utilizare a posibilităţilor de programare de la programarea manuală la cea pe calculator precum şi funcţionarea on-line.

— Adaptabilitate, pentru a putea fi utilizată în legare directă la calculator.

— Calitate în proiectare, componente, fabricaţie şi probe de încercare, aceste patru domenii fiind vitale pentru obţinerea parametrilor de performanţă şi pentru păstrarea acestora pe tot timpul duratei de funcţionare a echipamentului.

Echipamentele de comandă numerică lucrează în general în condiţii grele: variaţii mari ale temperaturii ambiante, vibraţii, praf (bun conducător electric), emanaţii corosive, variaţii ale tensiunii de alimentare, nivel ridicat al perturbaţiilor electrice: ele trebuie să corespundă dezideratelor arătate chiar în aceste condiţii.

Avantajele tehnice incontestabile ale circuitelor integrate, asociate permanentei scăderi a preţului acestora, compensează sarcinile din ce în mai complexe pe care le au de rezolvat echipamentele de comandă numerică.

Rezolvarea concomitentă, în cadrul aceleiaşi instalaţii, a problemelor legate de creşterea siguranţei în funcţionare; ridicarea preciziei de măsură la 1 μm sau chiar zecimi de μm (dispozitive de măsură cu laser), la viteze mari de deplasare; comanda simultană a multor axe; elaborarea de ansambluri funcţionale modulare, versatile şi optimizate; sistematizarea construcţiei, a legării la proces şi a utilizării echipamentelor; sistematizarea şi simplificarea documentaţiei tehnice; reducerea volumului echipamentului şi creşterea posibilităţilor de extensibilitate; simplificarea service-ului şi adaptării la maşina-unealtă, sînt posibile prin utilizarea circuitelor integrate şi în special a circuitelor integrate de tipul MSI (circuite integrate cu funcţii logice de scară medie).

Aceste avantaje ale utilizării circuitelor integrate conduc la reducerea timpilor de cercetare şi a timpilor de fabricaţie, precum şi la o evidentă scădere a preţului de fabricaţie, datorită nu numai ieftinirii componentelor ci şi reducerii şi simplificării operaţiilor de sortare, montaj, asamblare şi testare.

2. Criterii de alegere a circuitelor integrate în proiectarea echipamentelor de comandă numerică ale maşinilor-unelte

Pentru echipamentele de comandă numerică ale maşinilor-unelte, cerinţele la care trebuie să corespundă actualmente componentele sînt următoarele:

— temperatura ambiantă 0—70°C;

— frecvenţe utilizabile: medii 2 MHz, frecvent folosite, şi 10 MHz (dispozitive de măsură cu laser);

— proprietăţi antiperturbative ridicate;

— proprietăţi mecanice bune;

— siguranţă în funcţionare ridicată;

— posibilităţi optime de asociere şi realizare de configuraţii în virtutea unor reguli, cu scopul realizării de blocuri funcţionale, pre-

* Ing. *Gh. Săndulescu* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări automatizări (I.P.A.).

cum şi posibilitatea comandării unui număr mare de sarcini;

— posibilităţi facile de adaptare la alte serii sau la circuite tranzistorizate, precum şi eventuala existenţă a circuitelor interfaţă compatibile seriei de circuite integrate alese.

La aceste deziderate au răspuns seriile TTL standard profesionale „lente", cu caracteristici apropiate.

Seriile TTL „lente" sînt completate cu seriile compatibile de circuite integrate:

— DTL pentru circuite interfaţă, deoarece au timpul mediu de răspuns de 23 ns faţă de 13 ns la TTL, şi pentru formatoare simple de impulsuri cu durata mai mare de 500 ns;

— seriile TTL compatibile de frecvenţă ridicată pentru circuite necesitînd un timp de trecere redus, precum şi circuite integrate analogice, porţi analogice, comparatoare şi amplificatoare diferenţiale, în special pentru convertirea sub formă numerică a semnalelor de la inductosine sau selsine.

În echipamentele de comandă numerică ale maşinilor-unelte, aceste serii aparţinînd grupei SSI (Small Scale Integration) sînt utilizate împreună cu circuitele din seriile compatibile MSI (Medium Scale Integration), cum sînt decodificatoarele cod echipament pe patru bare în zecimal pentru afişare, decadele de numărare etc.

Dată fiind rapida scădere a preţului circuitelor integrate de tipul MSI [2] cum şi avantajele deosebite din punctul de vedere al spaţiului, modularităţii şi siguranţei în funcţionare, ele sînt utilizate şi în echipamente realizate în cea mai mare parte sau numai cu MSI. În privinţa utilizării LSI (Large Scale Integration) sînt menţionabile două aspecte:

— în caz de defectare, ar trebui înlocuite blocuri cu funcţii complexe ceea ce este foarte costisitor;

— există probabilitatea ca, odată cu trecerea la LSI, să fie dezvoltată trecerea de la logica cablată la logica programată, rămînînd în tehnică cablată numai blocurile de valoare măsurată şi cele de comandă.

Tehnica MSI, care îndeplinea în anul 1970 minimum 40% din funcţiile realizate în sistemul TTL [2], datorită siguranţei în funcţionare, performanţelor şi preţului, cu circuite cu o complexitate redusă pe element (modular) (SSI), are o dezvoltare cu o cotă de creştere anuală de 60% [2].

Prin utilizarea MSI se reduc cu circa 80% conexiunile exterioare modulelor integrate, ridicîndu-se prin aceasta siguranţa în funcţionare; totodată sînt utilizate mult mai puţine componente atît ca număr de circuite integrate cît şi ca elemente interioare ale circuitelor integrate (de exemplu, ieşirile interne ale porţilor integrate nu necesită scheme antiperturbante de tip „totem-pole" care să ofere impedanţe de ieşire scăzute atît pe nivele statice — 100 Ω pe 1 logic — cît mai ales pe fronturi — 20 Ω; ca urmare nu este necesar nici circuitul antifazor care atacă „totem-pole"). Urmarea directă a acestui fapt este reducerea etajelor interne, a puterii consumate, cum şi reducerea timpilor de răspuns (la circa 6 ns pe nivel logic).

Factorul de calitate definit prin produsul viteză-putere este de circa patru ori mai bun la MSI faţă de SSI, realizîndu-se totodată facilităţi deosebite pentru modularizarea blocurilor funcţionale ale echipamentelor de comandă numerică.

Seria SSI-TTL profesională standard, gama I de temperatură, construcţie „dual in line", a fost asimilată masiv în sistemele de comandă numerică. Caracteristicile esenţiale ale acestei serii sînt următoarele:

— timpul de propagare tipic pe poartă, 13 ns;

— puterea medie pe un circuit NAND pentru un raport impuls-pauză 1:1, 10 mW;

— tensiunea de alimentare, $5 \pm 5\%$ V;

— marginea tipică de imunitate la perturbaţii, 0,4 V.

Această margine la perturbaţii este definită ca diferenţa dintre frontierele plajei de tensiune garantate (2,4 V pentru 1 logic, respectiv 0,4 V pentru 0 logic) şi frontierele plajei de tensiune permise (2 V pentru 1 logic, respectiv 0,8 V pentru 0 logic).

Circuitul de ieşire este alcătuit dintr-un montaj „totem-pole", cu impedanţă de ieşire scăzută.

O caracteristică importantă, specifică tehnicii TTL, este faptul că nu lucrează cu sarcină înmagazinată, reducîndu-se astfel timpii de revenire ai circuitelor şi îmbunătăţindu-se stabilitatea impulsurilor transmise. Acest mod avantajos de lucru, pe nivele de tensiune, este completat de un alt principiu care a stat la baza concepţiei circuitelor integrate, şi anume aplicarea intensă a tehnicii sincrone în funcţionarea internă şi de ansamblu a diverselor tipuri de circuite (cum sînt „JK—Master Slave", bistabili RSH, D), precum şi a circuitelor şi combinaţiilor de circuite cu o prelucrare complexă a informaţiei.

3. Modularizarea funcţională a blocurilor, compatibilităţi interansambluri, optimizarea ansamblurilor funcţionale

Pentru echipamentele de comandă numerică ale maşinilor-unelte, multiplele soluţii electrice şi constructive specializate devin neeconomice, atît din punctul de vedere al proiectantului, al fabricaţiei, cît mai ales al serviceului. Din acest motiv, divizarea în grupe funcţionale submodulate, universale, extensibile şi compatibile este raţională [17]. Proiectarea

în manieră extensibilă permite ca, la echipamentele mici, numărul suplimentar de componente datorit modularizării şi universalizării să fie redus.

Tehnica TTL a permis reducerea legăturilor exterioare şi separarea în grupe elementare care alcătuiesc module funcţionale, ceea ce duce la fabricarea şi verificarea independentă a ansamblurilor funcţionale, cu posibilitatea de a le asambla în instalaţii complete.

Modularizarea trebuie privită din punctul de vedere al utilizatorului (bloc funcţional pentru comanda avansului, bloc interpolare, bloc valoare măsurată etc.), din punctul de vedere al proiectantului electric (bloc de calcul, bloc de numărare reversibilă pe şapte decade, interfaţă pentru comanda numărării etc.) şi din punctul de vedere al soluţiei constructive. Astfel, în [18] se recomandă dispunerea constructivă funcţională pe fiecare placă imprimată (de exemplu decade complete de numărare), ceea ce ar permite 70 % economie de plachete. În figura 1 se prezintă comparativ realizarea

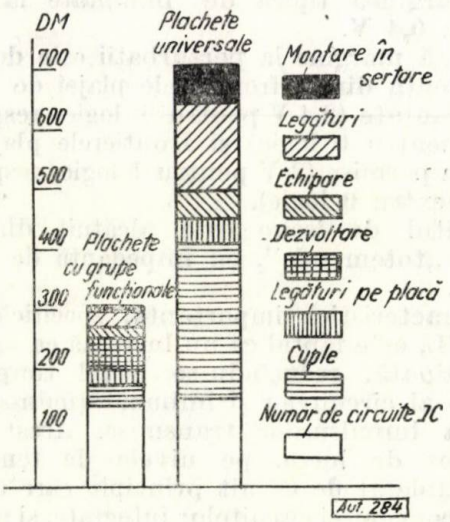


Fig. 1

echipamentului cu circuite integrate pe plăci funcţionale şi pe plăci universale din punct de vedere economic, în mărci R.F.G. [18].

O caracteristică a multor sisteme modulare de comandă numerică o constituie faptul că prelucrarea informaţiei se face independent de sistemul de măsură ales [3], [4], [1], sistemul de măsură prezentîndu-se fie ca un modul de măsură (incremental, ciclic absolut) pentru fiecare axă, fie sub forma unui convertor cu divizare în timp, lucrînd prin testarea succesivă a informaţiei de la traductoare. Exemple evidente sînt sistemele realizate modular de la afişare pînă la conturare, cu introducerea controalelor odată cu creşterea răspunderilor echipamentului [17]; sistemele la care fiecare axă este prevăzută cu cîte un bloc al valorii măsurate, cu cîte cinci plăci cu circuite integrate [1]; constructorii de echipamente care folosesc sistemul Simatic C3 cu circuite integrate, alcătuit din următoarele grupe funcţionale cu care se realizează blocuri funcţionale: numărătoare, circuite cu funcţii de calcul, convertoare de cod, circuite de intrare şi circuite de ieşire, circuite de completare a funcţiilor logice [15].

De asemenea dispunerea funcţională permite realizarea antiperturbantă a blocurilor cu circuite integrate, micşorarea numărului de legături, micşorarea posibilităţilor de executare greşită a legăturilor în fabricaţie, mărirea concentrării, ridicarea siguranţei în funcţionare, micşorarea părţilor şi a preţului de fabricaţie, reducerea timpilor de staţionare a maşinilor-unelte prin rapida detectare a erorilor, reducerea costului materialelor [18].

Un alt aspect al modularizării constă în prevederea subansamblurilor modulare cu posibilităţi de sincronizare de la un ceas central (repartizarea timpilor de tact pentru lucrul sincron al modulelor funcţionale) împreună cu posibilităţile punerii în funcţiune şi testării independente a ansamblurilor funcţionale modulare. Amănunte aparent puţin însemnate devin deosebit de utile în punerea rapidă în funcţiune şi în depanare. În această privinţă este deosebit de folositoare existenţa cuplelor interfaţă normalizate de testare care să permită cuplarea unui dispozitiv extern pentru urmărirea în paralel a informaţiei numerice de intrare, ieşire şi intermediare (rezultatul calculelor parţiale) în blocurile funcţionale modulare. De asemenea este indicată unificarea codurilor de transfer al informaţiei.

O sistematizare a transferului de informaţie numerică, eventual similară sistemului CAMAC, în trasee orizontale pentru datele din interiorul blocului modular şi în trasee verticale pentru informaţia interblocuri ar putea fi utilă.

4. Tehnica sincronă

Circuitele TTL au fost concepute pentru a lucra în tehnică sincronă şi sînt utilizate în comanda numerică în special în tehnica sincronă [9]. Sînt utilizabile şi scheme logice combinaţionale cu preluarea informaţiei de ieşire nesincronă atunci cînd elementele care preiau informaţia sînt elemente care integrează stările intermediare, de hazard tranzitoriu şi în special perturbaţiile. Astfel de elemente sînt convertoarele analog-numerice pentru comanda motoarelor de curent continuu şi releele.

Configuraţiile secvenţiale asincrone nu sînt recomandabile din cauza stabilităţii scăzute la perturbaţii, inclusiv la perturbaţii proprii. Un exemplu îl constituie decadele de numărare asincrone reversibile unde, la schimbarea sen-

sului de numărare, pot apărea stări false [6]. Acest lucru se datorește trecerii prin stări intermediare cu timpi necontrolați.

Funcționarea sincronă implică un interval de timp de așteptare după ce se comută o componentă variabilă a vectorului și înainte de comutarea altei componente a acestui vector, timp necesar ca sistemul să se sincronizeze.

În cazul funcționării sincrone se poate stabili o relație de ordine între momentele la care comută elementele care ar putea provoca hazarde, acest lucru permițînd eliminarea cu ușurință a hazardelor de simultaneitate. Practic, acest moment de comutație este comandat în tehnica TTL de către fronturile, sensurile acestor fronturi și nivelele pe aceste fronturi ale impulsului de tact, aplicate compatibil intrărilor de sincronizare pentru a declanșa operațiile interne ale circuitelor. Exemplu elocvent este circuitul bistabil „JK-Master Slave" care lucrează absolut sincronizat pe timpii proveniți din asocierea informațiilor front-nivel ale impulsului de ceas în patru puncte. După dispariția acestui impuls de ceas, care efectuează bascularea sincronă pe o stare pregătită anterior de intrările JK, porțile de intrare se închid și ca urmare bistabilul nu mai poate fi basculat fără impuls de sincronizare [9], cu excepția intrărilor R și S. Din această cauză, traseul impulsului de sincronizare trebuie protejat în mod special împotriva perturbațiilor. Aceasta se realizează prin ducerea ecranată, și în limita lungimilor admisibile, a legăturii fir sau torsadată cu fir de masă, precum și prin ducerea studiată a traseului de cablaj imprimat al semnalului de tact fie între două bare de masă, fie între bara de masă și o bară de +5 V.

O continuare a aplicării tehnicii sincrone este prezentată în funcționarea și utilizarea circuitelor MSI. De exemplu, circuitul MSI de tipul SN 54/74199, care realizează un registru de deplasare cu acces paralel și intrări JK (fig. 2), primește sincronizarea deplasării informației pentru întregul registru cu un impuls de sincronizare pe intrare de ceas, iar înscrierea se efectuează cu un impuls de sincronizare pe intrarea „încărcare registru" care blochează și intrarea serie JK.

Tehnica sincronă impune fronturi nete pentru a elimina stările intermediare ce pot duce la interpretări false și, suplimentar, prin utilizarea acestora în tehnica TTL, se elimină oscilațiile dinamice pe fronturi lungi (pentru fronturi de peste 1 μs la porți).

De aceea o primă problemă pentru aplicarea sincronizării este refacerea fronturilor (fig. 3). Ceasurile interne de sincronizare ale echipamentelor de comandă numerică, realizate TTL, au frecvențele între 0,5 și circa 10 MHz. De exemplu unii constructori utilizează frecvența centrală de 1 MHz [7]; alții, 6 MHz [11]; alții utilizează un ceas de 500 kHz, dublînd frecvența prin defazare. Durata impulsurilor utilizate în acest ultim echipament este de 300 ns [11], sistemul lucrînd cu traductoare incre-

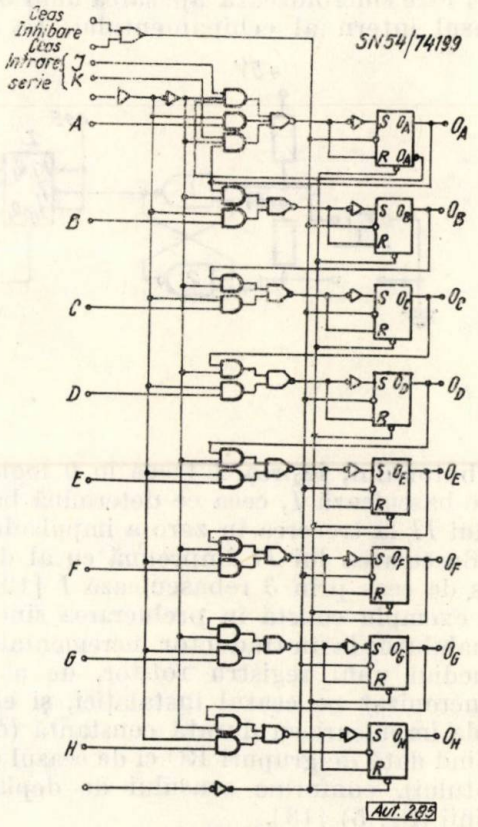


Fig. 2

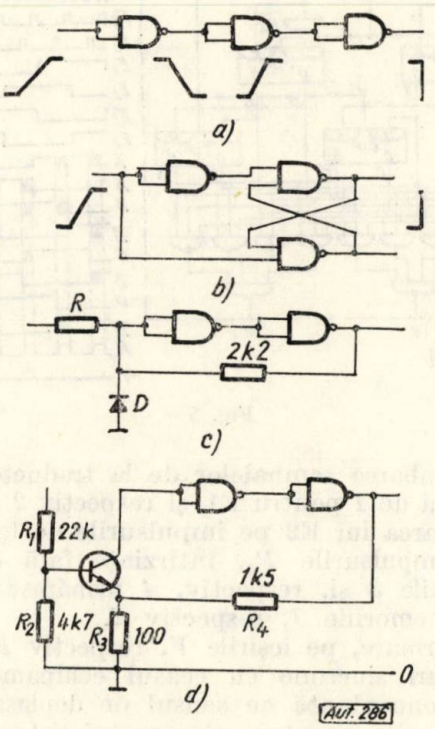


Fig. 3

mentale. Impulsurile sosite la timpi aleatorii sînt sincronizate la intrarea în echipament pe frecvenţa ceasului acestuia.

Un exemplu de sincronizator este cel din figura 4 care sincronizează apăsarea unui buton cu ceasul intern al echipamentului. La apă-

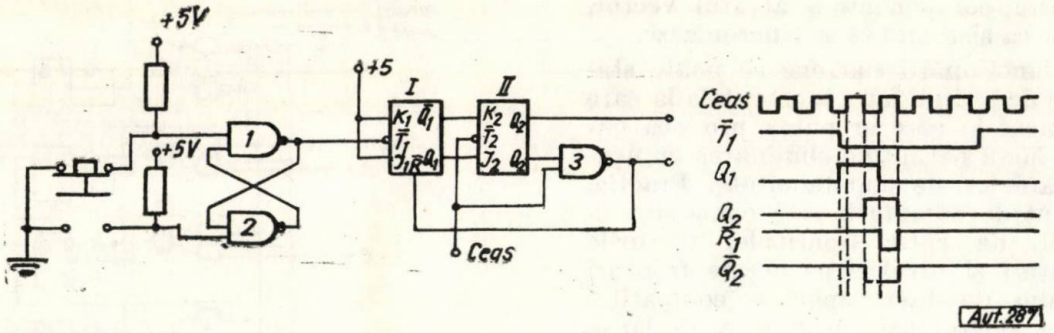


Fig. 4

sarea butonului, ieşirea *1* trece în 0 logic, ca urmare basculează *I*, ceea ce determină basculare lui *II* la trecerea în zero a impulsului de ceas. Basculare lui *II* împreună cu al doilea impuls de ceas prin *3* rebasculează *I* [12]. Al doilea exemplu constă în prelucrarea sincronă a semnalului de la un traductor incremental prin intermediul unui registru rotitor, de asemenea sincronizat pe ceasul instalaţiei, şi elaborarea de impulsuri cu durată constantă (durata nefiind dată de grupuri RC ci de ceasul echipamentului), conforme sensului de deplasare a maşinii (fig. 5) [13].

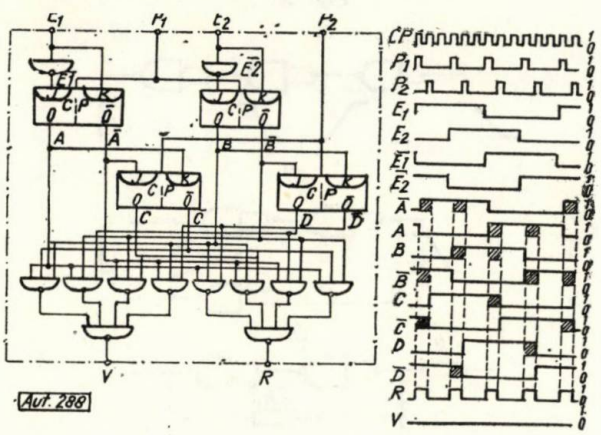


Fig. 5

Schimbarea semnalelor de la traductor este preluată de *1* pentru E1 şi respectiv *2* pentru schimbarea lui E2 pe impulsurile de tact P1.

Pe impulsurile P_2, întîrziate faţă de P_1, memoriile *3* şi, respectiv, *4* urmăresc în sens opus memoriile *1*, respectiv *2*.

Ca urmare, pe ieşirile *V*, respectiv *R*, apar impulsuri sincrone cu ceasul echipamentului şi în concordanţă cu sensul de deplasare.

Între alte avantaje ale acestui sistem menţionăm viteza mare de lucru (nu sînt necesari timpi de revenire), durata garantată a impulsurilor, sincronizarea cu alte ansambluri ale schemei şi posibilitatea introducerii impulsurilor de corecţie a lungimii riglei incrementale în anticoincidenţă cu impulsurile utile de la traductor.

În echipamentele de comandă numerică, tactele de sincronizare sînt elaborate de un ceas şi un divizor de frecvenţă, foarte facilă fiind utilizarea registrului în cod Johnson prezentat sub forma TTL—SSI, din trei module pentru 12 secvenţe (fig. 6), sau TTL—MSI, un modul pentru 16 secvenţe (fig. 7).

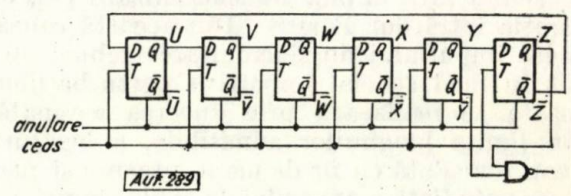


Fig. 6

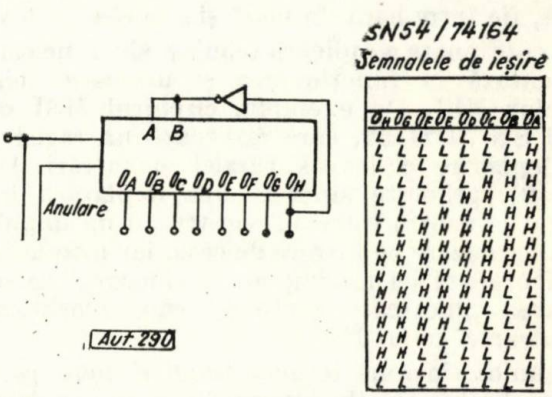


Fig. 7

5. Modularizarea şi perturbaţiile electrice în echipamentele de comandă numerică realizate în tehnica TTL

În modularizarea echipamentelor de comandă numerică o dificultate care trebuie depăşită constă în realizarea blocurilor, şi în special a legăturilor dintre blocuri, în aşa fel încît să fie eliminată acţiunea perturbaţiilor electrice interne şi externe. Tratarea corectă a problemei

perturbaţiilor este vitală în modularizarea acestor echipamente.

Deşi utilizează ,,totem-pole'' pe ieşire pentru asigurarea unei impedanţe statice şi dinamice mici, timpii de răspuns scăzuţi şi nivelul redus al pragului de perturbaţii determină luarea unor măsuri antiperturbative extreme (cu excepţia schemelor combinaţionale urmate de elemente de ieşire integrative). În figura 8 este prezentată o propunere de sistematizare a surselor de perturbare [14].

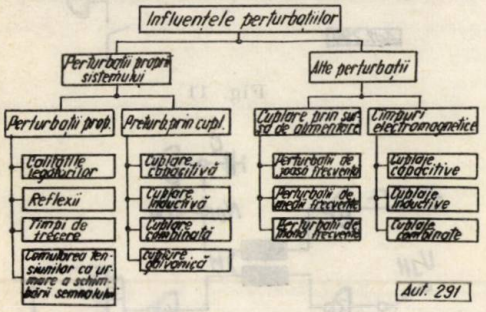


Fig. 8

Pentru eliminarea perturbaţiilor externe se tinde spre crearea echipamentului de comandă numerică ca un microsistem electric cu tensiunile evaluate faţă de un punct de referinţă propriu microsistemului.

În microsistemul electric este împiedicată pătrunderea perturbaţiilor în modul următor:

1. Pentru perturbaţiile aduse prin reţeaua de alimentare, folosind pe aceasta, la intrarea în echipament, filtre eficiente de deparazitare, ecranate.

2. Pentru perturbaţiile aduse prin liniile de intrare a semnalului util în echipament, prin utilizarea circuitelor antiperturbative ecranate, în special a amplificatoarelor diferenţiale la recepţia semnalelor transmise (pe una sau, cu mai multă eficienţă, pe două linii în antifază).

În această privinţă este folosit circuitul receptor diferenţial SFC 8820, eventual la emisie utilizînd un transmiţător diferenţial de tipul SFC 8830. În acest mod sînt realizate, de exemplu, traductoarele incrementale ale unor producători [21] realizate în tehnică TTL şi avînd pe ieşirea spre echipament un transmiţător diferenţial de tipul TTL, SN 75110.

Cu ajutorul unui amplificator diferenţial, completat cu filtre de intrare, se pot rejecta vîrfuri de tensiune perturbatoare cu amplitudinea pînă la 30 V, la o frecvenţă utilă de 500 kHz (induse eventual în cablul ecranat de la traductoare [16]).

3. Pentru perturbaţiile aduse prin legăturile de ieşire ale echipamentului de comandă numerică, prin separarea cu circuite tampon, dispunerea corectă şi ecranarea circuitelor.

4. Pentru perturbaţiile radiate din exterior, prin ecranarea întregului echipament magnetic şi electrostatic. În figura 9 se arată modul de îndeplinire a acestor deziderate [15].

În privinţa perturbaţiilor interne, ele sînt eliminabile prin tratarea corectă a fiecărei surse de perturbaţii în parte.

5. Calitatea legăturilor, care poate duce la pierderi prin curenţi turbionari şi pierderi dielectrice şi ca urmare la modificări ale fronturilor cu 0,1—2,0 ns [14] nu influenţează în mod important funcţionarea sistemului TTL aşa-numit lent.

Calitatea legăturilor este importantă însă din punctul de vedere al valorii inductivităţii şi rezistenţei serie, precum şi al capacităţii şi inductivităţii de cuplare, fapt pentru care traseele trebuie bine studiate (în conformitate cu prescripţiile producătorului de circuite integrate) şi într-o realizare tehnologică adecvată.

6. Producerea reflexiilor nu permite funcţionarea corectă a sistemelor secvenţiale şi, pentru a preîntîmpina apariţia lor, este necesară respectarea lungimilor de traseu admisibile, utilizarea unei linii bifilare sau coaxiale cu impedanţa de circa 100 Ω etc.

Impedanţe mai mari ridică diafonia, iar impedanţe de valoare scăzută sînt dificil de alimentat. Utilizarea unui plan de masă în apropierea legăturilor este folositoare şi recomandată, de exemplu, de către realizatorul sistemului TTL pentru automatizări Simatic C3 [15], care, cu ajutorul unui plan de masă extins pe întreaga suprafaţă de cablare a sertarului, ameliorează transmiterea informaţiei prin firele cablajului, reducînd totodată

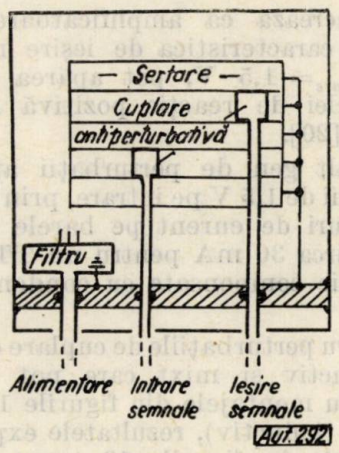


Fig. 9

şi interferenţele. Impotriva reflexiilor este utilizabilă adaptarea la capătul receptor a unor divizoare rezistive şi diode de limitare; se folosesc rezistenţe de valoare redusă (17—27 Ω) la capătul emiţător împotriva supracreşterilor negative.

Oscilaţiile prin barele de alimentare sînt influenţate de calitatea condensatoarelor de decuplare (cu componenta inductivă evasinulă), de impedanţa de ieşire a sursei la frecvenţe ridicate şi calitatea legăturilor de alimentare şi masă.

Spre exemplu, la variaţiile de 4—8 mA/ns, ce apar la comutarea TTL la o legătură cu inductivitatea de 50 nH, corespund variaţii de 80—400 mV deci intrînd în zona de perturbare.

7. Atacarea intrărilor cu fronturi mai lungi decît cele admisibile conduce la oscilaţii dinamice pe fronturi „lungi", perturbatoare, lungimea fronturilor admisibile (seria TTL lentă) fiind indicată de producător la maximum 1 μs pentru porţi, dar recomandabil mult mai mică.

Durata impulsurilor utilizate este mai mică de 400 ns, reducerea duratei impulsurilor de sincronizare îmbunătăţind siguranţa la perturbaţii. Oscilaţiile datorite fronturilor „lungi" apar în jurul valorii de 1,5 V, pe intrarea circuitului TTL. În acest moment, tranzistoarele T_2, T_3, T_4 (fig. 10), aflîndu-se în zona

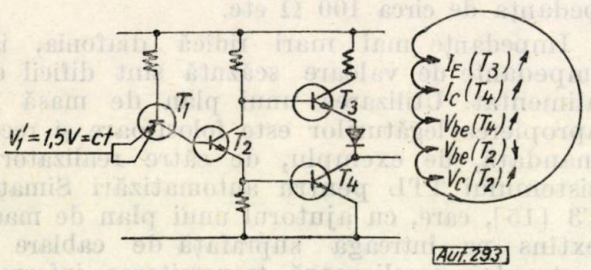


Fig. 10

activă, lucrează ca amplificatoare şi, avînd în vedere caracteristica de ieşire negativă în zona $U_{intrare} = 1{,}5$ V, pot apărea oscilaţii în cadrul buclei de reacţie pozitivă indicată în figura 10 [20].

8. Un alt gen de perturbaţii apar tot în jurul valorii de 1,5 V pe intrare, prin producerea de impulsuri de curent pe barele de alimentare (de circa 30 mA pentru un TTL-NAND), care trebuie compensate cu condensatoare repartizate.

9. Pentru perturbaţiile de cuplare de tip capacitiv, inductiv şi mixt care pot fi puse în evidenţă cu montajele din figurile 11 (capacitiv) şi 12 (inductiv), rezultatele experimentale sînt indicate în figurile 13 (capacitiv) şi 14 (inductiv). Se constată (fig. 13) o scădere a pericolului de cuplaj capacitiv cu creşterea capacităţii de ieşire faţă de masă.

Pentru cuplajul inductiv se constată creşterea pericolului de perturbare cu creşterea numărului de sarcini N_0 şi capacitatea de sarcină C_L prin creşterea curentului comutat în firul perturbator (fig. 14) [14].

Perturbaţiile, din punctul de vedere al influenţei între conductoare, sînt mai pregnante în cazul transmiterii în sens opus a informaţiei

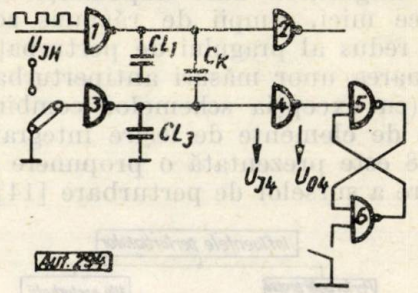


Fig. 11

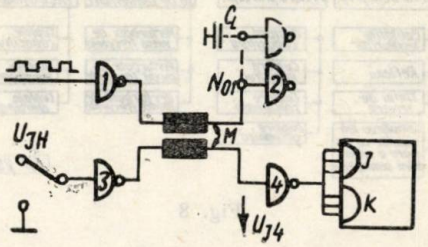


Fig. 12

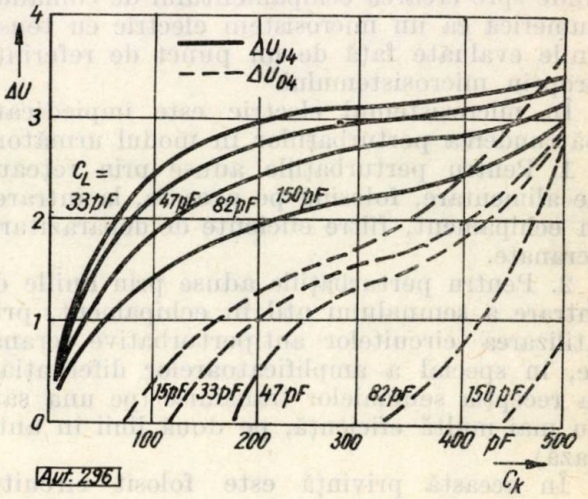


Fig. 13

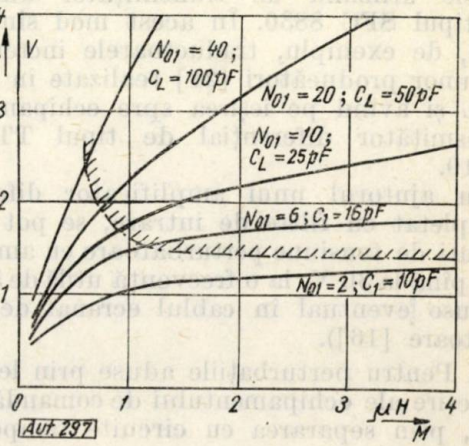


Fig. 14

luînd în considerare impedanţele care sînt văzute de către firul perturbator faţă de firul perturbat la ambele capete, în cele două cazuri.

Trebuie subliniat că utilizarea tehnicii sincrone îmbunătăţeşte substanţial siguranţa la perturbaţii.

De asemenea într-un echipament modular sînt utile realizarea cablajelor de sertar normalizate (studiate deci din punctul de vedere al perturbaţiilor) şi completarea după necesităţi, în cadrul acestui cablaj, cu plachete modulare funcţionale în spaţii aprioric repartizate, precum şi utilizarea plachetelor de intrare şi ieşire construite antiparazit (Simatic C3).

6. Concluzii

Utilizarea circuitelor integrate SSI şi în special MSI într-o construcţie modular funcţională extensibilă şi versatilă constituie un factor de progres deosebit în realizarea şi utilizarea comenzii numerice a maşinilor-unelte, permiţînd reducerea costului proiectării, reducerea costului fabricaţiei şi al punerii în funcţiune, concomitent cu ridicarea performanţelor echipamentelor de comandă numerică. Odată cu aplicarea tehnicilor integrate s-au dezvoltat concepţii noi în comanda numerică, ca utilizarea intensă a dispozitivelor DDA (Direct Digital Analizer), elaborarea de blocuri ale valorii măsurate pentru traductoare de tip diferit, compatibile la acelaşi echipament, convertoare fază-digit cu ieşire incrementală, elaborarea de blocuri funcţionale extensibile, modulare şi optimizate. Trebuie subliniat că utilizarea intensă a dispozitivelor de tip DDA şi a filtrelor numerice a impus modificarea concepţiei sistemelor de măsură (respectiv introducerea sistemelor ciclic absolute) şi în special de comandă, acestea din urmă fiind compatibile cu o acţionare în impulsuri, aşa cum sînt buclele de poziţionare cu inductosin comandate în impulsuri etc.

BIBLIOGRAFIE

[1] Plessey. *Numerical control.*
[2] *TTL integrated circuits.* Condensed catalog. Texas instruments, aprilie 1971.
[3] Hanisch, W. *NC 812, un dispositif de commande numérique pour usinage continu optimisé sur tours.* În: Revue Brown-Boveri, nr. 8, 1971, p. 353.
[4] Sinumerik 501.
[5] Prospecte AEG.
[6] Caen, L. *Circuits logiques intégrés.*
[7] *Designing with TTL integrated circuits.* Texas I.
[8] Catalog *Siemens integrierte Schaltungen*, 1972.
[9] Rath, G. *Simatic C3.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1971.
[10] Catalog TESLA.
[11] Crookall, J. R. *Numerically controlled machine-tools.* În: Engineers' digest survey, nr. 28, 1969.
[12] *Note d'application Sescosem.*
[13] Glantsching, F. *Digitale Langemessgeräte höher Auflösung.* In: Brown-Boveri Mitt., nr. 4, 1967.
[14] Schertell, D., Häussler, V. *Probleme der Störbeeinflussung bei TTL.* In: Elektro-Anlagenbau. nr. 2, 1972.
[15] Kaiser, W. *Störsicherer Aufbau von Anlagen mit dem Schaltkreissystem Simatic C3.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1971.
[16] *Sonderdruck der Brown Boveri Mitt*, nr. 4, 1967, p. 15.
[17] *Un nouveau système d'éléments de construction pour les dispositifs de commande numérique.* In: Revue Brown-Boveri, nr. 8, 1967.
[18] Lobigkei, R. *Elektronische Maschinensteuerungen.* In: Elektronik, nr. 1, 1972.
[19] Gottes, J. *CAMAC, ein System.* In: Elektronik, nr. 2, 1971.
[20] Depey, M. *Quelques aspects du fonctionnement des circuits intégrés logiques TTL.* In: L'onde électrique, vol. 48, p. 443–448.
[21] Traductoare incrementale FRABA.

GHEORGHE GRĂDINARU*

Caracterizarea sistemului Si—SiO_2 prin metoda avalanşei la suprafaţă

Dezvoltarea continuă a tehnologiei planare cu siliciu pentru realizarea dispozitivelor bipolare sau MOS, discrete sau integrate, a impus un ritm intens de cercetare în domeniul caracterizării calităţii materialelor şi a proceselor tehnologice pentru a asigura un randament ridicat de fabricaţie şi o fiabilitate bună a dispozitivelor.

Probleme speciale apar la realizarea circuitelor integrate de înalt nivel de integrare şi a dispozitivelor discrete de putere, care impun structuri cu suprafeţe relativ mari şi tensiuni mari de avalanşă. În aceste condiţii, cunoaşterea defectelor de volum şi de suprafaţă, în corelaţie cu diversele faze ale procesului tehnologic, devine esenţială.

Metoda cea mai utilizată pentru studiul proprietăţilor sistemului Si—SiO_2 este metoda capacităţii MOS, care permite determinarea unei game foarte largi a proprietăţilor dielectricului, ale interfeţei şi ale substratului semiconductor, şi totodată, este o metodă rapidă, precisă şi nedistructivă ce poate fi aplicată în toate fazele procesului tehnologic.

Amintim cîteva din aplicaţiile principale ale metodei $C(V)$—MOS:

— determinarea tipului de conductivitate a substratului;

— determinarea concentraţiei de impurităţi a substratului;

* Ing. *Gh. Grădinaru* lucrează la Centrul de cercetare şi proiectare pentru componente electronice — Băneasa.

(Aceşti parametri se pot determina destul de simplu pe baza lucrărilor [1]—[6].)

— determinarea profilului de difuzie şi de redistribuţie al impurităţilor [7], [8], [9];

— determinarea duratei de viaţă a purtătorilor minoritari şi a vitezei superficiale de recombinare [6], [10]—[20];

— determinarea nivelului de impurităţi în Si, mai particular a nivelului de Au [21]; cum şi:

studiul proprietăţilor sistemului $Si-SiO_2$ [22]:

— studiul stărilor de suprafaţă;

— studiul sarcinii fixe de suprafaţă;

— determinarea sarcinii ionice din interiorul oxidului;

— studiul influenţei diferenţei de lucru de ieşire metal-semiconductor asupra sistemului $Si-SiO_2$;

— studiul influenţei orientării cristalului asupra sistemului $Si-SiO_2$;

— influenţa temperaturii, iluminării şi a radiaţiilor asupra proprietăţilor sistemului $Si-SiO_2$;

— analiza proceselor de transport al purtătorilor în oxid şi la suprafaţa oxidului.

Articolul de faţă îşi propune să analizeze o nouă metodă de cercetare a calităţii materialelor semiconductoare şi a proceselor tehnologice bazată pe fenomenul de avalanşă la suprafaţă într-o structură MOS.

Listă de simboluri

C — Capacitatea pe unitate de arie a structurii MOS.
C_0 — Capacitatea pe unitate de arie a oxidului.
C_s — Capacitatea pe unitate de arie a semiconductorului.
Q_s — Densitatea de sarcină de suprafaţă.
Q_{sd} — Densitatea de sarcină spaţială.
Q_G — Densitatea de sarcină pe electrodul metalic.
N_D — Concentraţia de impurităţi în semiconductor (Si—n).
K_s — Permitivitatea relativă a semiconductorului.
K_0 — Permitivitatea relativă a oxidului.
ε_0 — Permitivitatea vidului.
i — Curentul electric.
t — Timp
V — Tensiune.
V_G — Tensiune variabilă aplicată pe structura MOS.
V_G — Tensiunea continuă aplicată pe structura MOS.
V_{FB} — Tensiunea de bandă plată.
$V_1 = V_G + V_{FB}$ — Valoarea tensiunii variabile aplicate, pentru care începe regiunea de sarcină spaţială.
$V'_G = V_G - V_1$ — Tensiunea care cade pe structura MOS.
V'_{av} — Tensiunea aplicată pentru care se produce avalanşa la suprafaţă.
$V'_{av} = V_{av} - V_1$ — Tensiunea pe structura MOS la avalanşă.
V_0 — Tensiunea pe oxid.
$(V_0)_{av}$ — Tensiunea pe oxid la avalanşă.
Φ_s — Potenţialul pe suprafaţa semiconductorului.
$(\Phi_s)_{av}$ — Potenţialul pe suprafaţa semiconductorului la avalanşă.
x_d — Lărgimea regiunii superficiale de sarcină spaţială.
$(x_d)_{av}$ — Lărgimea regiunii superficiale de sarcină spaţială la avalanşă.
$(\mathcal{E}_s)_{av}$ — Cîmpul electric la avalanşă la suprafaţă.

1. Fenomenul de avalanşă la suprafaţă

Termenul de „străpungere de suprafaţă" se foloseşte, în general, pentru străpungeri de tip multiplicare în avalanşă sau tunelare (Zener), localizate în vecinătatea suprafeţei semiconductorului, mai precis în regiunea superficială de sarcină spaţială a semiconductorului.

De obicei avalanşa la suprafaţă se obţine prin străpungerea regiunii superficiale de sarcină spaţială adîncă a unei structuri MOS. Acest fenomen este obţinut cînd asupra structurii MOS este aplicată o tensiune V_G care variază în timp mult mai rapid ca viteza de generare termică, astfel că purtătorii minoritari nu au timpul să formeze stratul de inversie; în acest caz, structura *MOS* se află într-o stare de dezechilibru, cu o regiune superficială de sarcină spaţială adîncă, adică regiunea de sarcină spaţială la suprafaţă are o lărgime mai mare decît regiunea sărăcită cu grosime maximă $x_{d\,max}$, limitată de inversia puternică.

Dacă perioada de aplicare a tensiunii este mult mai mică decît constanta de generare termică a purtătorilor minoritari care determină formarea stratului de inversie, lărgimea regiunii de sarcină spaţială creşte rapid şi, pentru un semnal aplicat suficient de mare, cîmpul electric în această regiune de sarcină spaţială va determina străpungerea prin avalanşă (pentru o concentraţie de purtători $N < 10^{18}\,cm^{-3}$) sau prin efect tunel ($N > 10^{18}\,cm^{-3}$).

În figura 1 prezentăm alura curbelor $C(V)$ pentru o structură ideală MIS (metal-izolant-

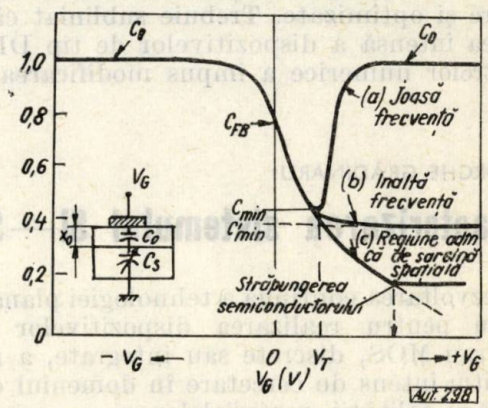


Fig. 1. Curbe capacitate-tensiune pentru structura ideală MIS.

semiconductor); curba (c) de dezechilibru corespunde regimului de depresiune (sărăcire) adîncă; la $V_G = V_{av}$ se produce străpungerea semiconductorului.

În ultimii ani au fost raportate mai multe experienţe asupra fenomenului de avalanşă la suprafaţă [23]—[27].

În lucrările [23], [24], Goetzberger şi Nicollian au descris fenomenul fizic de avalanşă la

suprafaţă prin măsurători de capacitate-tensiune asupra structurilor MOS.

Poirier şi Olivier indică în [25] o metodă mai simplă de măsură, prin determinarea variaţiei curentului de deplasare prin structura MOS ca răspuns la o rampă rapidă de tensiune aplicată.

În lucrarea [26], Bulucea prezintă, în mod independent, metoda răspunsului la rampă şi face o analiză cantitativă a condiţiei de viteză a rampei în funcţie de constanta de generare termică a materialului la diverse temperaturi.

În lucrarea [27], Bulucea şi Antognetti au descris un dispozitiv bazat pe fenomenul de avalanşă la suprafaţă ca fotodetector (MAMO-SD-miniature avalanche metal-oxyde-semiconductor diode).

Goetzberger şi Nicollian au stabilit condiţiile de avalanşă la suprafaţă şi de asemenea metoda de măsură a potenţialului de suprafaţă prin analiză curbei $\left(\frac{C_0}{C}\right)^2 = f(V_G - V_{FB})$.

Demonstraţia este făcută în aproximaţia „depletion", deci neglijînd purtătorii mobili în regiunea de sarcină spaţială.

Dacă toate efectele imperfecţiunilor de suprafaţă sînt introduse în valoarea tensiunii de bandă plată V_{FB}, atunci densitatea de sarcină de suprafaţă Q_s va fi egală cu densitatea de sarcină spaţială Q_{sd}.

Pentru Si(n):

$$Q_s = Q_{sd} = qN_D x_d. \tag{1}$$

Notăm $V' = V_G - V_{FB}$ şi

$$V' = V_0 + \Phi_s. \tag{2}$$

Tensiunea pe oxid $V_0 = \frac{Q_s}{C_0} = \frac{qN_D x_d}{C_0}$, deci:

$$V' = \frac{qN_D x_d}{C_0} + \Phi_s. \tag{3}$$

Se ştie că potenţialul de suprafaţă:

$$\Phi_s = \frac{qN_D x_d^2}{2K_s\varepsilon_0}, \tag{4}$$

deci lărgimea regiunii de sarcină spaţială:

$$x_d = \sqrt{\frac{2K_s\varepsilon_0\Phi_s}{qN_D}}. \tag{5}$$

Atunci $V' = \sqrt{\frac{qN_D \cdot 2K_s\varepsilon_0\Phi_s}{C_0^2}} + \Phi_s$.

Cu notaţia:

$$\alpha = \sqrt{\frac{qN_D K_s\varepsilon_0}{2C_0^2}}, \tag{6}$$

$$V' = 2\alpha\sqrt{\Phi_s} + \Phi_s \tag{7}$$

sau:

$$\Phi_s^2 - 2\Phi_s(V' + 2\alpha^2) + V'^2 = 0,$$

cu soluţia:

$$\Phi_s = V' + 2\alpha^2 \pm \sqrt{(V' + 2\alpha^2)^2 - V'^2}. \tag{8}$$

Din condiţia $\Phi_s < V'(V_0 > 0)$:

$$\Phi_s = V' + 2\alpha^2 - \sqrt{(V' + 2\alpha^2)^2 - V'^2} \tag{9}$$

sau:

$$\Phi_s = (\sqrt{\alpha^2 + V'} - \alpha)^2. \tag{10}$$

Capacitatea MOS: $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_s}$, iar $C_0 = \frac{K_0\varepsilon_0}{x_0}$ şi $C_s = \frac{K_s\varepsilon_0}{x_d}$.

Ţinînd cont de relaţia (5), avem:

$$\left(\frac{C_0}{C_s}\right)^2 = \frac{2C_0^2}{qN_D K_s\varepsilon_0}\Phi_s = \frac{\Phi_s}{\alpha^2}$$

sau cu relaţia (10):

$$\frac{C_0}{C_s} = \sqrt{1 + \frac{V'}{\alpha^2}} - 1. \tag{11}$$

Dar $\frac{C_0}{C} = 1 + \frac{C_0}{C_s}$, deci:

$$\left(\frac{C_0}{C}\right)^2 = 1 + \frac{1}{\alpha^2}V', \tag{12}$$

care, în reprezentarea $\left(\frac{C_0}{C}\right)^2 = f(V')$, este o dreaptă cu panta $m = \frac{1}{\alpha^2}$ (fig. 2). Din această pantă, ţinînd cont de relaţia (6) se determină concentraţia N_D de dopaj a substratului. Notăm că relaţia (12) dă şi variaţia directă a capacităţii normalizate cu tensiunea aplicată:

$$\frac{C}{C_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + V'/\alpha^2}}$$

sau :

$$\frac{C}{C_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2K_0^2\varepsilon_0}{qN_D K_s x_0^2}(V_G - V_{FB})}}. \quad (13)$$

La avalanşă ($V' = V'_{av}$), lărgimea regiunii de sarcină spaţială rămîne constantă la o valoa-

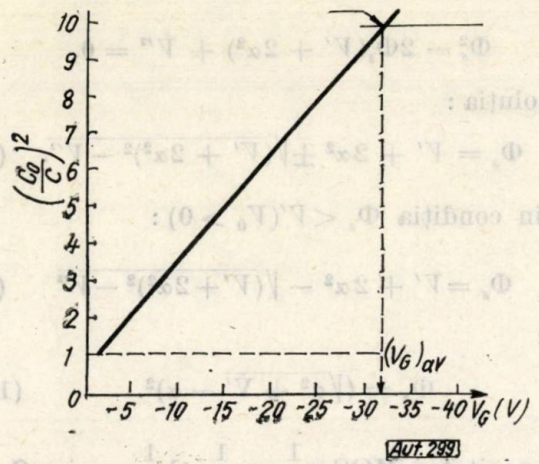


Fig. 2. Variaţia $\left(\frac{C_0}{C}\right)^2 = f(V_G)$.

re maximă : $x_d = (x_d)_{av} = x_{d\,max} = \text{ct}$, deci, în mod corespunzător, capacitatea semiconductorului va avea o valoare minimă constantă; $C_s = C_{smin} = \text{ct}$. Rezultă atunci că $C = C_{min} = \text{ct}$ şi $\left(\frac{C_0}{C}\right)^2 = \left(\frac{C_0}{C}\right)^2_{max} = \text{ct}$.

Din relaţia (10) potenţialul de suprafaţă la avalanşă va fi :

$$(\Phi_s)_{av} = (\sqrt{\alpha^2 + V'_{av}} - \alpha)^2. \quad (14)$$

Cîmpul electric rezultat din ecuaţia Poisson :

$$\mathcal{E}_s = \sqrt{\frac{2qN_D\Phi_s}{K_s\varepsilon_0}}$$

va fi la avalanşă :

$$(\mathcal{E}_s)_{av} = \sqrt{\frac{2qN_D(\Phi_s)_{av}}{K_s\varepsilon_0}}. \quad (15)$$

Valorile $(\Phi_s)_{av}$ şi $(\mathcal{E}_s)_{av}$ pot fi utilizate pentru studiul fenomenelor de străpungere superficială.

Lărgimea regiunii de sarcină spaţială la avalanşă va fi :

$$(x_d)_{av} = \sqrt{\frac{2K_s\varepsilon_0(\Phi_s)_{av}}{qN_D}} \quad (16)$$

Din lucrarea [2], lărgimea regiunii de sarcină spaţială a unei joncţiuni abrupte la avalanşă este :

$$W_{max} = \sqrt{\frac{2K_s\varepsilon_0 V_{BR}}{qN_D}}, \quad (17)$$

unde V_{BR} este valoarea tensiunii inverse de avalanşă care, pentru structura MOS, este înlocuită cu potenţialul de avalanşă în suprafaţă $(\Phi_s)_{av}$. Identitatea relaţiilor (16) şi (17) este dată de identitatea fenomenelor, şi anume comportarea regiunii de sarcină spaţială a unui semiconductor supusă unui cîmp electric într-un regim de polarizare inversă.

În cazul ideal, deci în lipsa defectelor de volum şi de suprafaţă, pentru acelaşi dopaj N_D, $(\Phi_s)_{av} = V_{BR}$ şi $(x_d)_{av} = W_{max}$. Prezenţa defectelor duce la modificarea curbei de răspuns a curentului, atît pentru structura MOS în regim de dezechilibru, cît şi pentru joncţiunea pn în regim invers.

Avalanşa este determinată de valoarea cîmpului electric critic $\mathcal{E}_{cr}$. Variaţia $\mathcal{E}_{cr} = f(N_D)$ este dată în figura 3 [2].

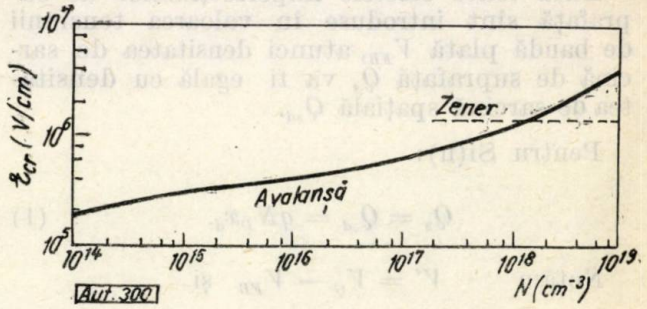


Fig. 3. Variaţia cîmpului critic de străpungere prin avalanşă şi prin efect Zener pentru Si.

Cu $V_{BR} = \frac{K_s\varepsilon_0\mathcal{E}^2_{cr}}{2qN_D}$ rezultă variaţia $V_{BR} = f(N_D)$, care va fi aceeaşi cu variaţia teoretică $(\Phi_s)_{av} = f(N_D)$ (fig. 4).

Goetzberger şi Nicollian au constatat [24] că, pentru $N_D < 5.10^{16}\text{cm}^{-3}$, $(\Phi_s)_{av} < (\Phi_s)_{av\ \text{teoretic}}$ chiar în cazul lipsei defectelor de suprafaţă şi de volum; în aceleaşi condiţii, dar pentru $5.10^{16} < N_D < 10^{18}\text{cm}^{-3}$, $(\Phi_s)_{av} \simeq (\Phi_s)_{av\ \text{teoretic}}$, iar pentru $N_D > 10^{18}$, străpungerea are loc prin efect Zener (tunelare).

Devierea lui $(\Phi_s)_{av}$ pentru $N_D < 5.10^{16}\text{cm}^{-3}$, către o valoare $(\Phi_s)_{av} < (\Phi_s)_{av\ \text{teoretic}}$, este datorită efectului de margine : pentru concentraţii relativ reduse, lărgimea regiunii de sarcină spaţială este destul de mare pentru ca distribuţia neparalelă a liniilor de cîmp la margine să fie suficient de importantă încît să reducă $(\Phi_s)_{av}$ (fig. 5). Este evident că această reducere de $(\Phi_s)_{av}$ este datorită distribuţiei geometrice a liniilor de cîmp ce depind de lărgimea regiunii de sarcină spaţială (deci de concentraţie), de

grosimea şi de permitivitatea dielectricului. Rezultă deci că valoarea ideală (din punctul de vedere al defectelor) este de fapt $(\Phi'_s)_{av}$ faţă

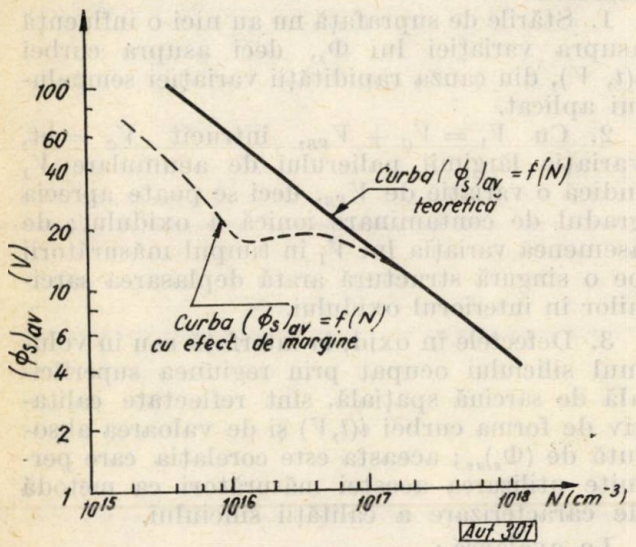


Fig. 4. Variaţia potenţialului de avalanşă în suprafaţă cu concentraţia de dopaj.

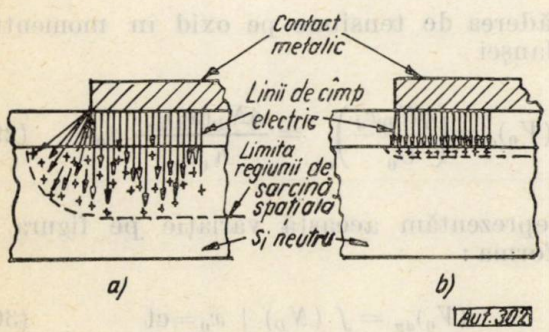


Fig. 5. Reprezentarea efectului de margine pentru fenomenul de avalanşă în suprafaţă:

a — concentraţie redusă de dopaj, efect de margine important; *b* — concentraţie înaltă de dopaj, efect de margine neglijabil

de care se compară valoarea lui $(\Phi_s)_{av}$ reală, în prezenţa defectelor de volum şi de suprafaţă: $(\Phi_s)_{av\,exp} < (\Phi'_s)_{av} < (\Phi_s)_{av\,teoretic}$.

Curba de avalanşă în suprafaţă dată de efectul de margine este arătată în figura 4.

2. Principiul metodei

Metoda de cercetare a calităţii sistemului $Si-SiO_2$ prin studiul avalanşei la suprafaţă este bazată pe analiza curbei de răspuns în curent a unei structuri *MOS* pentru o rampă de tensiune aplicată. Trebuie precizat că aici, prin sistem $Si-SiO_2$, înţelegem ansamblul oxid-interfaţă şi porţiunea de siliciu ocupată de regiunea superficială de sarcină spaţială.

Principiul metodei este prezentat de Poirier şi Olivier în [25]. Pentru o rampă de tensiune aplicată $V_G(t) = kt$, cu o durată θ şi de o valoare maximă $V_{G\max}$, putem scrie $V_G(t) = \frac{t}{\theta} V_{G\max}$.

Pentru o durată de rampă mult mai mică decît constanta de generare termică şi pentru $V_{G\max}$ suficient de mare, structura *MOS* va fi într-un regim de regiune de sarcină spaţială adîncă. Noi utilizăm $\theta = 0{,}1-1$ ms (500μs).

Se cunosc relaţiile: $V_G = V_o + \Phi_s; V_o = -\frac{Q_s}{C_o}$;

$Q_G = -Q_s$;

deci:

$$Q_G = C_0(V_G - \Phi_s). \tag{18}$$

Curentul de răspuns: $i(t) = S\frac{dQ_G}{dt}$ sau:

$$i(t) = C_{ox}\left(\frac{dV_G}{dt} - \frac{d\Phi_s}{dt}\right), \tag{19}$$

unde $C_{ox} = SC_0$, iar S este aria grilei structurii MOS.

Pentru a asigura exploatarea întregului domeniu corespunzînd regiunii de sarcină spaţială se aplică totodată, de la început, o polarizare continuă V_G pentru realizarea unui regim de acumulare la suprafaţă. În aceste condiţii, curba de răspuns în curent $i(t, V)$ are alura prezentată în figura 6.

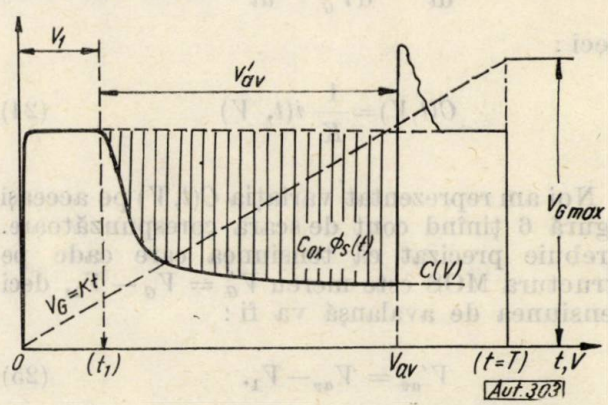


Fig. 6. Curba $i(t, V)$ utilizată în metoda avalanşei în suprafaţă.

Tensiunea V_1 este tensiunea aplicată pentru care începe regimul de sarcină spaţială: $V_1 = V_G + V_{FB}$. În această relaţie, fiecare tensiune îşi păstrează semnul său. De exemplu, pentru $Si(n), V_G > 0$ şi $V_{FB} < 0$, deci $V_1 = |V_G| - |V_{FB}|$. Analizăm curba din figura 6.

1. Pentru $0 < V_G < V_1$, structura MOS este în acumulare, unde

$$\frac{d\Phi_s}{dt} << \frac{dV_G}{dt} \quad \text{şi} \quad i(t) \simeq KC_{ox} = \text{ct.}$$

2. Pentru $V_1 < V_G < V_{av}$, structura MOS este într-un regim de depresiune adîncă, Φ_s creşte parabolic cu V_G, deci $d\Phi_s/dt$ este crescător ($d\Phi_s/dt > 0$). În acest caz, din relaţia (19), curentul $i(t)$ descreşte rapid la început şi apoi mult mai lent, ceea ce corespunde părţii liniare a variaţiei parabolice de $\Phi_s(t,V)$ cînd $d\Phi_s/dt \simeq$ ct.

3. Pentru $V_G \geqslant V_{av}$, cîmpul electric asupra regiunii de sarcină spaţială este $\mathcal{E} = \mathcal{E}_{cr}$ şi se produce străpungerea prin avalanşă ($N_D < 10^{18} cm^{-3}$). Atunci $x_d = x_{dav}$ = ct şi :

$$\Phi_s = (\Phi_s)_{av} = \frac{q\ N_D\ (x_d)^2_{av}}{2\ K_s\ \varepsilon_0} = \text{ct}, \tag{20}$$

deci :

$$\left.\frac{d\Phi_s}{dt}\right|_{V_G \geqslant V_{av}} = 0, \tag{21}$$

$$i(t)|_{V_G \geqslant V_{av}} = KC_{ox} = \text{ct}; \tag{22}$$

deci pentru $V_G = V_{av}$, curentul creşte brusc la valoarea constantă kC_{ox}.

În lucrarea [26], C. Bulucea prezintă metoda răspunsului la rampă prin analiza variaţiilor cantităţilor de sarcină spaţială. Relaţia dintre caracteristica $C(t, V)$ şi $i\ (t, V)$ este obţinută direct din :

$$i(t,V) = \frac{dQ_G}{dt} = \frac{dQ_G}{dV_G} \cdot \frac{dV_G}{dt} = Ck \tag{23}$$

deci :

$$C(t,V) = \frac{1}{K}\ i(t,\ V) \tag{24}$$

Noi am reprezentat variaţia $C(t, V)$ pe aceeaşi figură 6 ţinînd cont de scara corespunzătoare. Trebuie precizat că tensiunea care cade pe structura MOS este mereu $V'_G = V_G - V_1$, deci tensiunea de avalanşă va fi :

$$V'_{av} = V_{av} - V_1. \tag{25}$$

Dacă notăm, prin $t = t_1$, timpul care corespunde la $V = V_1$, potenţialul de suprafaţă rezultă din interpretarea relaţiei (19) :

$$\Phi_s(t) = V'_G - \frac{1}{C_{ox}} \int_{t_1}^{t} i dt. \tag{26}$$

Pentru reprezentarea din figura 6, utilizăm forma :

$$C_{ox}\Phi_s(t) = C_{ox}V'_G(t) - \int_{t_1}^{t} i dt \tag{27}$$

($C_{ox}\Phi_s(t)$ este suprafaţa haşurată).

Astfel deci, prin integrarea grafică, această metodă permite determinarea potenţialului de suprafaţă în orice moment. Observăm următoarele :

1. Stările de suprafaţă nu au nici o influenţă asupra variaţiei lui Φ_s, deci asupra curbei $i(t, V)$, din cauza rapidităţii variaţiei semnalului aplicat.

2. Cu $V_1 = V_G + V_{FB}$, întrucît V_G = ct, variaţia lărgimii palierului de acumulare V_1 indică o variaţie de V_{FB}, deci se poate aprecia gradul de contaminare ionică a oxidului ; de asemenea variaţia lui V_1 în timpul măsurătorii pe o singură structură arată deplasarea sarcinilor în interiorul oxidului.

3. Defectele în oxid, la interfaţă sau în volumul siliciului ocupat prin regiunea superficială de sarcină spaţială, sînt reflectate calitativ de forma curbei $i(t,V)$ şi de valoarea absolută de $(\Phi_s)_{av}$; aceasta este corelaţia care permite utilizarea acestei măsurători ca metodă de caracterizare a calităţii siliciului.

La avalanşă :

$$V'_{av} = (V_0) + (\Phi_s)_{av}. \tag{28}$$

Căderea de tensiune pe oxid în momentul avalanşei

$$(V_0)_{av} = \left(\frac{qN_D x_d}{C_0}\right)_{av} = \frac{qN_D(x_d)_{av}}{K_0\varepsilon_0}\ x_0. \tag{29}$$

Reprezentăm această variaţie pe figura 7 cu forma :

$$(V_0)_{av} = f\ (N_D)\ |\ x_0 = \text{ct} \tag{30}$$

Cu $(\Phi_s)_{av} = \frac{qN_D(x_d)^2_{av}}{2K_s\varepsilon_0}$ rezultă :

$$V'_{av} = \frac{qN_D\ (x_d)_{av}}{K_0\varepsilon_0}\ x_0 + \frac{qN_D\ (x_d)^2_{av}}{2K_s\varepsilon_0}. \tag{31}$$

În figura 8 prezentăm variaţia ;

$$V'_{av} = f(N_D)|_{x_0 = \text{ct}}. \tag{32}$$

Pentru ambele variaţii (30 şi 32) se utilizează curba teoretică $(x_d)_{av} = f(N_D)$ din lucrarea [28]. Curbele din figura 7 şi 8 sînt curbe teoretice care nu ţin cont de efectul de margine şi de prezenţa defectelor.

În cazul real, avalanşa în suprafaţă este prematură din cauza efectului de margine şi a defectelor de volum şi de suprafaţă, deci $V'_{av} < V'_{av\ \text{teoretic}}$, iar $(x_d)_{av} < (x_d)_{av\ \text{teoretic}}$, adică $(V_0)_{av} < (V_0)_{av\ \text{teoretic}}$ şi $(\Phi_s)_{av} < (\Phi_s)_{av\ \text{teoretic}}$, cunoscînd N_D şi x_0.

Din curbele de avalanşă la suprafaţă $i = f(t, V)$ cunoaştem valorile reale V'_{av} şi parametrii de structură: concentraţia de dopaj

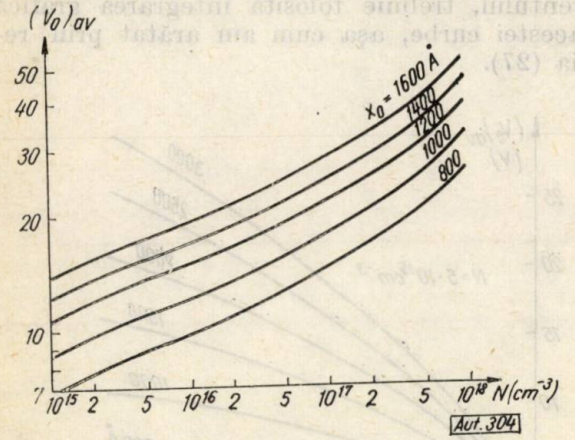


Fig. 7. Tensiunea pe oxid la avalanşă funcţie de dopaj pentru diferite grosimi de oxid.

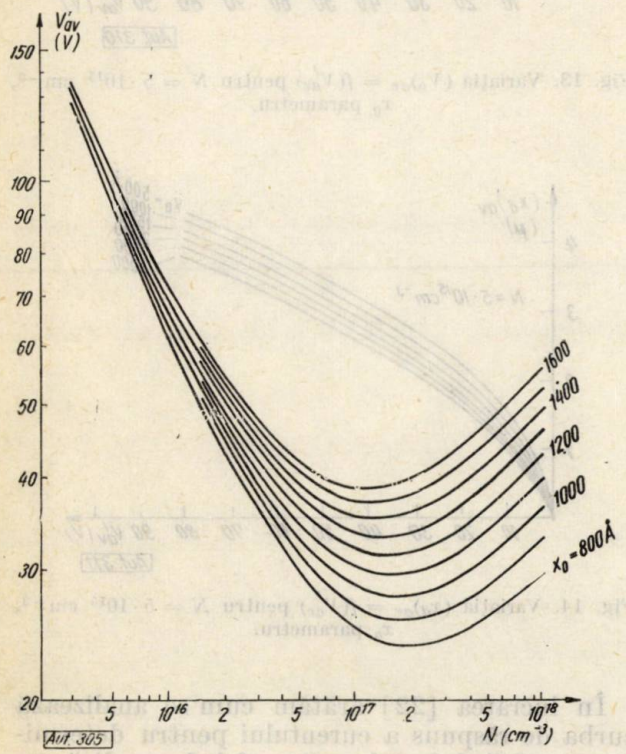


Fig. 8. Variaţia tensiunii de avalanşă pe structura MOS cu concentraţia substratului pentru diferite grosimi de oxid.

(N_D sau N_A) şi grosimea oxidului (x_0). Cu aceşti parametri (V'_{av}, N_D, x_0) determinăm, din relaţia (31), valorile reale de $(x_d)_{av}$ $(V_0)_{av}$ şi $(\Phi_s)_{av}$. Ordonînd ecuaţia (31) după $(x_d)_{av}$, obţinem soluţia:

$$(x_d)_{av} = \frac{K_s}{K_0}\left(\sqrt{x_0^2 + 2V'_{av}\left(\frac{1}{qN_D}\right)\cdot\left(\frac{K_0^2\varepsilon_0^2}{K_s\varepsilon_0}\right)} - x_0\right). \quad (33)$$

Cu $K_s = 12$, $K_0 = 3{,}9$, $\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-14}$F/cm, $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$C, $[x_0]$=cm, obţinem valorile reale de avalanşă:

$$(x_d)_{av} \cong 3{,}077\left(\sqrt{x_0^2 + 14{,}044 \cdot 10^5 \frac{V'_{av}}{N_D}} - x_0\right), \quad (34)$$

$$(V_0)_{av} \cong$$

$$\cong 1{,}4268 \cdot 10^{-6} N_D \cdot x_0\left(\sqrt{x_0^2 + 14{,}044 \cdot 10^5 \frac{V'_{av}}{N_D}} - x_0\right), \quad (35)$$

$$(\Phi_s)_{av} \cong 7{,}145 \cdot 10^{-7} \cdot N_D\left(\sqrt{x_0^2 + 14{,}044 \cdot 10^5 \frac{V'_{av}}{N_D}} - x_0\right). \quad (36)$$

Folosind aceste relaţii, noi am calculat în lucrarea [22] curbele:

$$(x_d)_{av} = f(V'_{av})\Big|^{N_D=ct}_{x_0=\text{parametru}},$$

$$(V_0)_{av} = f(V'_{av})\Big|^{N_D=ct}_{x_0=\text{parametru}},$$

$$(\Phi_s)_{av} = f(V'_{av})\Big|^{N_D=ct}_{x_0=\text{parametru}},$$

pentru:

$V'_{av} = 0-100$ V;

$N_D = 10^{15}$; $2{,}5 \cdot 10^{15}$; 5.10^{15}; $12 \cdot 10^{16}$; $3{,}5 \cdot 10^{16}$; $8{,}5 \cdot 10^{16}$cm^{-3};

$x_0 = 500$; 1 000; 1 500; 2 000; 2 500; 3 000 Å.

În figurile 9—14 prezentăm variaţiile de mai sus pentru $N_D = 2{,}5 \cdot 10^{15}$cm^{-3} ($\rho = 2\ \Omega$ cm) şi $N_D = 5.10^{15}$ cm^{-3} ($\rho = 1\ \Omega$cm).

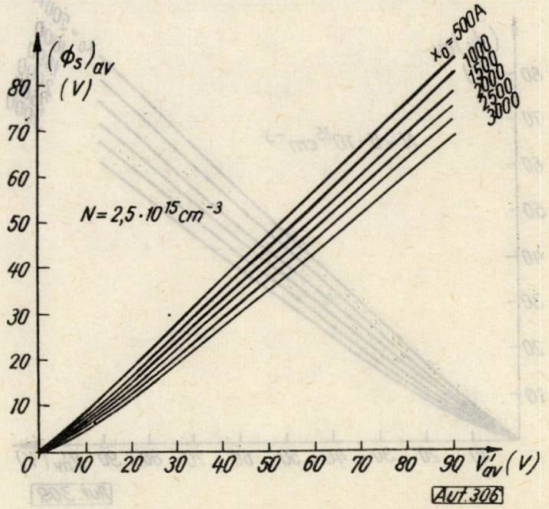


Fig. 9. Variaţia $(\Phi_s)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 2{,}5 \cdot 10^{15}$ cm^{-3}. x_0 parametru.

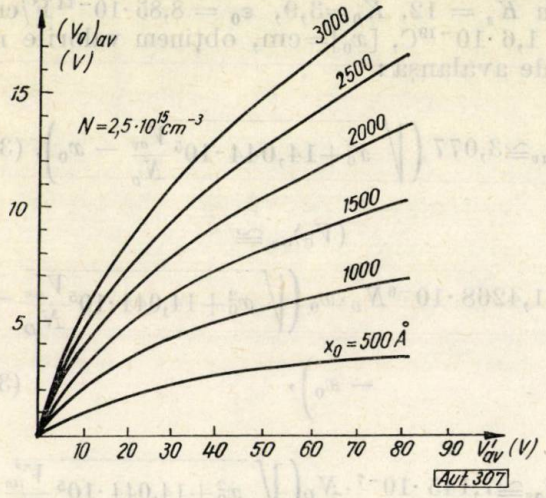


Fig. 10. Variaţia $(V_0)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 2{,}5\cdot10^{15}$ cm^{-3}, x_0 parametru.

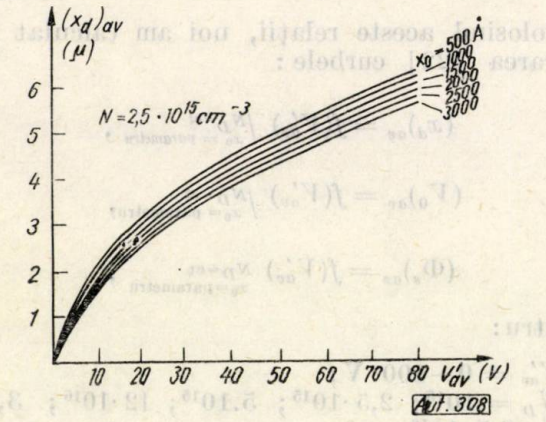


Fig. 11. Variaţia $(x_d)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 2{,}5\cdot10^{15}$ cm^{-3}, x_0 parametru.

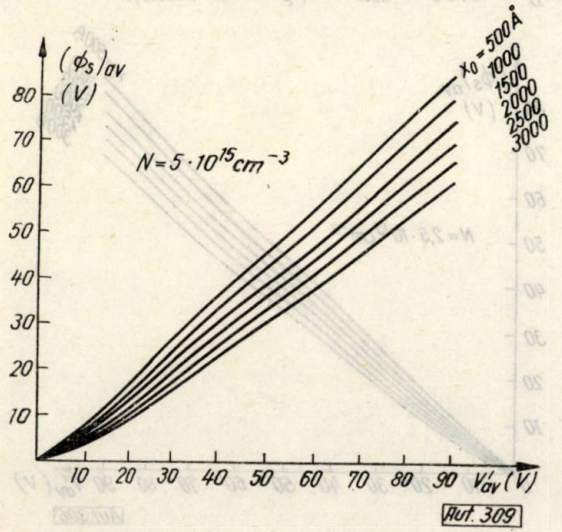


Fig. 12. Variaţia $(\Phi_s)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 5\cdot10^{15}$ cm^{-3}, x_0 parametru

Totuşi pentru o trasare a variaţiei reale a potenţialului de suprafaţă, mai ales în cazul prezenţei defectelor cînd se produc avalanşe premature ce deformează curba de răspuns a curentului, trebuie folosită integrarea grafică a acestei curbe, aşa cum am arătat prin relaţia (27).

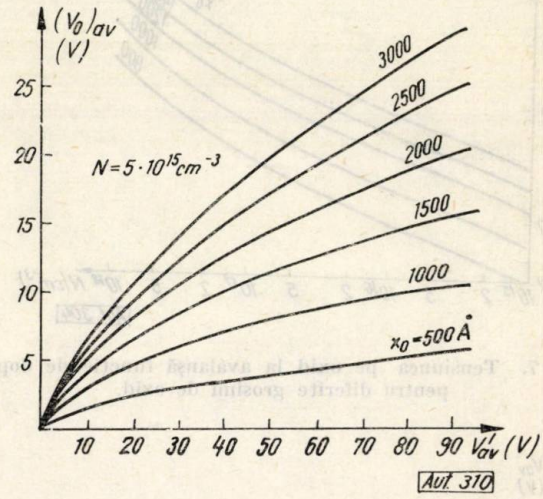


Fig. 13. Variaţia $(V_0)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 5\cdot10^{15}$ cm^{-3}, x_0 parametru.

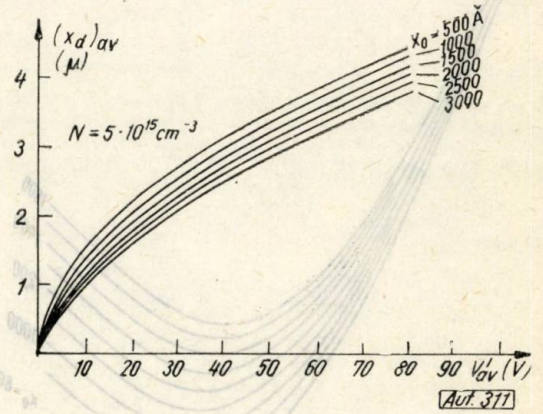


Fig. 14. Variaţia $(x_d)_{av} = f(V'_{av})$ pentru $N = 5\cdot10^{15}$ cm^{-3}, x_0 parametru.

În lucrarea [22] arătăm cum se analizează curba de răspuns a curentului pentru determinarea stării defectelor. O astfel de analiză va fi dată într-un articol viitor ce va prezenta rezultatele noastre experimentale.

3. Avantajele metodei

In interpretarea fenomenului de avalanşă la suprafaţă pentru studiul defectelor, folosirea curbei de răspuns a curentului $i = f(t,V)$ are următoarele avantaje faţă de folosirea curbei de variaţie a capacităţii propusă de Goetzberger şi Nicollian [23], [24]:

— rapiditatea metodei, ceea ce permite analiza unui număr mare de structuri pe o plachetă obţinînd o hartă de avalanşă la suprafaţă :

— permite obţinerea corelaţiei $\Phi_s = f(V'_G)$ prin integrare grafică ;

— forma curbei de răspuns a curentului dă o imagine exactă a situaţiei purtătorilor în regiunea superficială de sarcină spaţială, la fel cum alura caracteristicii inverse a unei joncţiuni dă informaţii asupra calităţii joncţiunii : prezenţa, localizarea şi tipul defectelor.

Astfel, putem citi direct pe curba $i(t,V)$ valoarea tensiunii de avalanşă V'_{av} şi deduce rapid $(\Phi_s)_{ac}$ şi, totodată, forma curbei $i(t,V)$ este corelată direct cu defectele prezente în sistemul $Si-SiO_2$. Tocmai o astfel de corelaţie permite utilizarea fenomenului de avalanşă la suprafaţă ca metodă de caracterizare a materialului semiconductor şi a proceselor tehnologice, fapt imposibil cu curba capacităţii.

Pentru a măsura rigiditatea dielectrică a oxidului se aplică rampa de tensiune în sensul obţinerii unei zone de acumulare în semiconductor, deci $C_{MOS} \simeq C_0$. Curentul creşte brusc la străpungerea dielectricului.

4. Concluzii

În acest articol am prezentat o nouă metodă de caracterizare a materialelor semiconductoare şi a proceselor tehnologice din punctul de vedere al defectelor.

Un astfel de studiu experimental este foarte important pentru obţinerea unor procese tehnologice care să constituie surse minime de defecte, deci pentru obţinerea unor dispozitive de înaltă calitate şi fiabilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Goetzberger, A. *Ideal MOS curves for silicon.* In : Bell syst. tech. j. 45, 1966, p. 1097.

[2] Grove, A. S. *Physics and technology of semiconductor devices.* New York, J. Willey, 1967.

[3] Grove, A. S., Deal, B. E., Snow, E. H., Sah, C. T. *Investigation of thermally oxidized silicon surfaces using metal-oxide-semiconductor structures.* In : Solid state electron. 8, 1965, p. 145.

[4] Sze, S. M. Physics of semiconductor devices. New York, 1969.

[5] Zaininger, K. H., Heiman, F. P. *The C—V technique as an analytical tool.* În : Solid state techn., mai 1970, p. 49 şi iun 1970, p. 46.

[6] Jund. C., Poirier, R. *Carrier concentrations and minority carrier lifetime measurement in silicon epitaxial layers by the MOS capacitance method.* În : Solid state electron. 9, 1966, p. 315.

[7] Deal, B. E., Grove, S., Snow, E. H., Sah, C, T. În : J. electrochem. soc., 112, 1965, p. 308.

[8] Gelder, W., Nicollian, E. H. *Silicon impurity distribution as revealed by pulsed MOS C—V measurements.* In : J. electrochem. soc. 118, 1971, p. 138.

[9] Le Blanc, A. R., Dale Kleppinger, D., Walsh, J. P. *A limitation of the pulsed capacitance techinque of measuring impurity profiles.* In :. J. electrochem .soc. 119, 1972, p. 1068.

[10] Grosvalet, J., Jund, C. Motsch, C., Poirier, R. *Experimental study of semiconductor surface conductivity.* In : Surface sci. 5, 1966, p. 49.

[11] Zerbst, M. *Relaxationseffekte an Halbleiter-Isolatorgrenzflächen.* În : Z. Angew. Phys. 22, 1966, p. 530.

[12] Heiman, F. P. *On the determination of minority carrier lifetime from the transient response of an MOS capacitor.* In : IEEE trans. el. dev. ED—14, 1967, p. 781.

[13] Muller, F., Schiek, B. *Transient response of a pulsed MIS capacitor.* În : Solid state electron. 13. 1970, p. 1319.

[14] Prince, J.L., Wortman, J. J., Hausser, J.R. *On the deeply depleted MOS capacitor.* În: Proc. IEEE 58, 1970, p. 842.

[15] Schroder, D.K., Nathanson, H.C. *On the separation of bulk and surface components of lifetime using the pulsed MOS capacitor.* In : Solid state electron. 13. 1970, p. 577.

[16] Schroder, D. K., Guldberg, J. *Interpretation of surface and bulk effects using the pulsed MIS capacitor.* In : Solid state electron. 14, 1971, p. 1285.

[17] Hofstein, S.R. *Minority carrier lifetime determination from inversion layer transient response.* In : IEEE trans. el. dev. ED—14, 1967, p. 785.

[18] Tomanek, P. *Measuring the lifetime of minority carriers in structures.* In : Solid state electron. 12, 1969, p. 301.

[19] Salama, C. A., Holmes, F. *On the determination of surface recombination velocity from the transient response of MIS structures.* In : Solid state electron, 13, 1970, p. 1204.

[20] Pierret, R.F. *A linear sweep MOS-C technique for determining minority carrier lifetime.* In : IEEE trans. el. dev. ED—19, 1972, p. 869.

[21] Nuzillat, G. *Observation of gold levels in silicon by MOS capacitances measurements.* In : *Solid state electron.* 15, 1972, p. 945.

[22] Grădinaru, Gh. *Étude théorique et expérimentale de l'influence des conditions de surface sur les dispositifs planars bipolaires.*

[23] Goetzberger, A., Nicollian, E. H. *Transient voltage breakdown due to avalanche in MIS capacitance.* In : Appl. phys. letters, 15 dec 1966, p. 444.

[24] Goetzberger, A., Nicollian, E. H. *MOS avalanche and tunneling effects in silicon surfaces.* In : J. of appl. phys. 38, 1967, p. 4582.

[25] Poirier, R., Olivier., J. *Hot electron emission from silicon into silicon dioxide by surface avalanche.* In : Appl. phys. letters, 1 dec 1969, p. 364.

[26] Bulucea C.D. *Investigation of deep-depletion regime of MOS structures using ramp-response method.* In : Electronics letters, 23 iul 1970, p. 479.

[27] Bulucea, C.D., Antognetti, P. *On the MOS structure in the avalanche regime.* In : Alta frequenza 39, 8. 1970,

[28] Sze, S. M., Gibbons, G. *Effect of junction curvature on the breakdown voltage in semiconductors.* In : Solid state electron. 9, 1966, p. 831.

ALEXANDRU BĂLĂNESCU *

Diagnostic medical folosind maşini electronice de calcul

În cadrul revoluţiei tehnico-ştiinţifice contemporane un rol tot mai important revine utilizării calculatoarelor în medicină. Un interes deosebit se acordă în ultimul timp diagnozei automate, domeniu subordonat în întregime tehnicii de analiză şi calcul electronic şi indispensabil în medicina modernă. Cercetările efectuate au dezvăluit posibilităţi noi de folosire a tehnicii moderne şi de îmbogăţire a patrimoniului de cunoştinţe medicale.

Diagnoza în medicină constă în totalitatea procedeelor de identificare a stărilor organismului care conduc la elaborarea diagnosticului. O astfel de stare este definită de un ansamblu de parametri fiziologici, un parametru fiziologic reprezentînd un sistem din organism ca de exemplu : sistemul nervos central, sistemul cardiac, sistemul circulatoriu, sistemul nervos vegetativ etc. Analiza simultană a stărilor acestor sisteme poate da o reprezentare despre starea funcţională a întregului organism. În criteriile generalizate de evaluare a stărilor trebuie cuprinse în totalitate indicaţiile fiziologice purtătoare de informaţie. De obicei se controlează valori ale unor astfel de parametri ca : activitatea biologică a scoarţei cerebrale (electroencefalograma-EEG), activitatea sistemului cardiac (electrocardiograma-ECG), biopotenţialele sistemului muscular (electromiograma-EMG), frecvenţa şi profunzimea respiraţiei, schimbul de gaze, presiunea arterială, mecanograma, rezistenţa la sarcină fizică.

Se conturează două direcţii principale ale dezvoltării diagnozei automate :

— diagnoza îmbolnăvirii (diagnoza stării de boală) ;

— diagnoza stărilor funcţionale ale organismului.

Diagnoza bolii constă în culegerea parametrilor stării de boală de la pacienţi, efectuarea unui număr mare de operaţii logice cu simbolurile numerice asociate acestor parametri şi elaborarea diagnosticului bolii. Fazele acestei etape se desfăşoară în ordinea care urmează : întîi are loc culegerea informaţiei de la pacient şi conversia ei în mărimi electrice, apoi reprezentarea mărimilor electrice printr-un cod unitar, sortarea valorilor codificate în complexe simptomatice (tabele de simptome) şi în sfîrşit urmează elaborarea diagnosticului prin recunoaşterea unuia sau altuia dintre complexele simptomatice.

O stare funcţională se manifestă prin coordonarea unor semnale compensatoare îndreptate spre menţinerea unui echilibru stabil al organismului, ceea ce înseamnă păstrarea parametrilor de bază ai mediului intern la o valoare constantă, atunci cînd există variaţii ale mediului extern. Deci starea funcţională a unui pacient este determinată de totalitatea parametrilor fiziologici semnificativi. Atunci cînd un organism este bolnav sau supus unor condiţii deosebite de viaţă (cosmonaut, pilot etc.), punctul reprezentativ al stării curente din spaţiul parametrilor semnificativi se deplasează pe o anumită traiectorie. Diagnoza stărilor funcţionale are ca scop informarea medicilor de apropierea unei stări periculoase pentru organism atunci cînd starea curentă a pacientului se modifică din cauze interne sau externe.

În esenţă, orice diagnoză automată se desfăşoară în trei etape :

1. culegerea automată a informaţiilor despre parametrii unor sisteme din organism ;

2. analiza semnalelor corespunzătoare parametrilor fiziologici şi prelucrarea automată a informaţiei ;

3. evaluarea numerică a datelor şi afişarea rezultatului diagnozei.

1. Culegerea informaţiei de la pacient

Referindu-ne la această parte a diagnozei automate, trebuie menţionat că adaptarea dintre nivelul biologic şi valoarea standard a semnalelor din aparatura de prelucrare se face cu traductoare sensibile şi cu aparatură biologică de amplificare. Pentru culegerea semnalelor se folosesc traductoare de diferite tipuri ca: electrozi obişnuiţi pentru EEG (electroencefalograf), EMG (electromiograf) şi ECG (electrocardiograf) ; traductoare potenţiometrice pentru înregistrarea frecvenţei şi profunzimii respiraţiei ; traductoare piezoelectrice pentru presiune ; nivelmetre pentru determinarea presiunii arteriale şi venoase ; traductoare tensometrice pentru înregistrarea efortului fizic şi altele.

Pentru amplificarea semnalelor electrice se utilizează amplificatoare de două tipuri: amplificatoare de curent alternativ, cu o mare sensibilitate, şi amplificatoare de curent continuu, mai puţin sensibile. Semnalele de la EEG şi EMG sînt amplificate de la valori de ordinul a cîtorva zecimi de microvolţi la valori de ordinul fracţiunilor de volţi, în amplificatoare speciale.

În concluzie se poate spune că circuitele de intrare într-un dispozitiv electronic de diagnosticat realizează adaptarea la structura fizică a semnalelor culese de la organismul supus cercetării.

* Ing. *Al. Bălănescu* lucrează la Intreprinderea de calculatoare electronice — Bucureşti.

2. Analiza semnalelor corespunzătoare parametrilor fiziologici

Fiecare semnal generat de organism poate conţine informaţii asupra stării unor sisteme ale organismului. Scopul celei de a doua etape a diagnozei automate constă în a extrage cît mai complet datele furnizate de semnalele corespunzătoare parametrilor fiziologici, adică informaţia purtată de reprezentanţii unor sisteme din organism.

Dispozitivele de analiză sînt specializate pentru prelucrarea semnalelor în funcţie de caracteristicile acestora: amplitudine, frecvenţă, formă, frecvenţă instantanee (frecvenţa trecerilor prin zero), durată, intensitate, energie etc. Structura informaţională a semnalelor va impune o anumită constituţie a blocurilor de analiză. Totodată conformaţia unui bloc de analiză depinde de gradul de precizie impus procesului de prelucrare a informaţiei, pe baza căruia se dă estimatul. La stabilirea gradului de precizie se ţine seamă de erorile statistice care pot interveni în procesul de captare a semnalului şi de transfer al informaţiei, considerînd erorile sistematice eliminate.

Întrucît un rol important îl are adaptarea dispozitivului de analiză la structura informaţională a semnalului, vom prezenta un calcul simplu care să exemplifice modul de stabilire a fluxului informaţional pentru un anumit semnal.

Se notează:

x —mărimea fiziologică care se măsoară;

Δx —variaţia minimă a mărimii fiziologice care este sesizată de instrumentul de analiză (treapta de conversie);

x' —viteza de variaţie a mărimii fiziologice.

Considerînd că mărimea x variază în intervalul $(x_{\min}, x_{\max})$, numărul de variante posibile în cursul analizei este:

$$N = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x} + 1$$

sau:

$$N = \frac{x_{\max}}{\Delta x} + 1$$

pentru $x_{\min} = 0$.

Presupunînd că cele N variante sînt echiprobabile, cantitatea de informaţie obţinută pentru o variantă (o treaptă) este:

$$H = \log_2 \left[\frac{x_{\max}}{\Delta x} + 1 \right], \text{ biţi.}$$

Timpul minim necesar analizei mărimii în toată gama ei de variaţie se poate scrie:

$$T_{\min} = \frac{x_{\max}}{x'_{\max}}.$$

În continuare, timpul minim care poate fi afectat parcurgerii unei trepte de conversie va fi exprimat prin raportul:

$$T_H = \frac{\Delta x}{x'_{\max}} = \frac{\Delta x}{x_{\max}} T_{\min} = \frac{1}{n} T_{\min},$$

unde n este numărul de trepte ale conversiei.

Fluxul de informaţie va fi:

$$V_{H\max} = \frac{H}{T_H} = \frac{n}{T_{\min}} \log_2 \left[\frac{x_{\max}}{\Delta x} + 1 \right].$$

$$V_{H\max} = \frac{n}{T_{\min}} \log_2 [n + 1], \text{ biţi/s.} \qquad (1)$$

Mărimea $V_{H\max}$ reprezintă fluxul maxim de informaţie care poate fi livrat dispozitivului şi deci fluxul maxim de manipulare a informaţiei de către dispozitivul de analiză.

În cele ce urmează se va prezenta pe scurt modul în care sînt analizate semnalele din punctul de vedere al celor mai importante caracteristici. De exemplu, structura în frecvenţă a semnalelor poate fi pusă în evidenţă pe calea analizei spectrale în frecvenţă, cu ajutorul liniilor de filtre paralele. Pentru analiza semnalelor de frecvenţă joasă de la electroencefalograf şi electromiograf se folosesc linii de filtre RC cu bandă de trecere îngustă. Semnalul preluat de traductoare este întîi amplificat în ansamblu cu ajutorul unui amplificator diferenţial, după care urmează o amplificare selectivă pe frecvenţe care se realizează cu n ramuri de amplificare paralele. Fiecare ramură are un amplificator asimetric cu două etaje legate în cascadă, în al cărui circuit de trecere este inclus un filtru RC. În sfîrşit, fiecare dintre cele n ramuri se termină cu un integrator care livrează la ieşire o tensiune proporţională cu ponderea frecvenţei corespunzătoare în spectrul de frecvenţă al semnalului. Eficacitatea unui astfel de analizor spectral depinde în primul rînd de calitatea filtrului trece-bandă şi de numărul de canale pentru analiză.

Un alt procedeu de analiză care prezintă interes este analiza spectrală în amplitudine. Histograma, obiectul acestei analize, este o curbă reprezentativă a acumulărilor statistice observate la procesele aleatorii. Problema este tratată pe baze statistice deoarece semnalele biologice folosite în diagnoză au aspectul unor funcţii cu variaţii aleatorii. Se dis-

ting două procedee de înregistrare a histogramelor: după amplitudinea şi după nivelul energetic al funcţiilor cu variaţii aleatorii. Citirea histogramelor se face prin determinarea numărului de valori ale amplitudinii care, în timpul de măsurare t, a fost înregistrat între amplitudinile A şi $A+\Delta A$ (fig. 1).

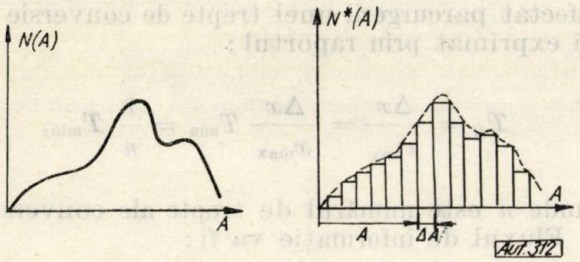


Fig. 1

O variantă modernă a analizoarelor de acest tip este analizorul multicanal. Parametrul principal al unui analizor multicanal este numărul de canale, adică numărul de trepte de conversie ΔA care reprezintă simultan şi numărul necesar de adrese ale memoriei folosite. Numărul obţinut la un moment dat după conversie este reprezentantul numeric al amplitudinii şi totodată numărul adresei din memorie la care se înscrie o unitate. În felul acesta, la epuizarea timpului de analiză, fiecare adresă a memoriei va conţine un număr care arată de cîte ori, în timpul măsurătorii, semnalul a atins nivelul corespunzător de amplitudine. Analizoarele sînt de obicei dispozitive care lucrează într-un sistem de time-sharing, elaborat de un bloc de programare propriu sau de blocul de programare al maşinii de diagnosticat, atunci cînd sînt folosite în diagnoză.

Analiza de amplitudine după nivelul energetic se realizează prin ridicarea unei histograme pentru funcţia obţinută după integrarea semnalului.

3. Evaluarea numerică a datelor şi afişarea diagnosticului

A treia etapă în elaborarea diagnosticului este legată de evaluarea cantitativă a parametrilor fiziologici şi de algoritmii folosiţi pentru diagnoză. În această fază de prelucrare a informaţiei, valorile parametrilor fiziologici sînt exprimate prin numere într-un cod unic (analogic sau binar).

Se notează cu γ_1, γ_2,...γ_m valorile parametrilor exprimate în codul unic. Fiecare parametru se caracterizează printr-un domeniu de variaţie normală, în limitele căruia poate lua orice valoare. Întrucît aceste domenii diferă substanţial de la pacient la pacient, se vor lua în considerare variaţiile relative ale parametrilor. Pentru aceasta se alege o situaţie de referinţă, care de obicei este starea iniţială a pacientului pînă la efectuarea experienţei, adică pînă la influenţarea într-un mod oarecare a organismului. Valorile parametrilor fiziologici care corespund stării de referinţă vor fi nule. Astfel, variaţiile faţă de starea acceptată ca referinţă vor fi nu valori absolute ale parametrilor fiziologici ci abateri procentuale sau creşteri curente de la valorile de zero.

Aceste abateri pot fi de partea pozitivă sau de cea negativă a valorilor de referinţă, deci în sens patalogic pozitiv sau negativ. Evaluarea stărilor prin valori relative ale parametrilor dă posibilitatea aprecierii obiective a variaţiilor, a evenimentelor din organism, prin compararea celor mai puţin aleatorii valori ale acestor parametri pentru diferiţi pacienţi. Stările se vor caracteriza prin valori relative ale parametrilor, dacă se cunosc parametrii stării iniţiale (la diagnoza schimbării stării organismului, în timpul operaţiilor chirurgicale sau pentru cazul cînd pacientul este conducătorul unui proces automat foarte complex), şi prin valorile lor absolute, dacă starea de referinţă nu este cunoscută (la diagnoza stărilor bolnavilor din clinică).

Algoritmul folosit pentru elaborarea diagnosticului este hotărîtor pentru această etapă a diagnozei. În funcţie de tipul acestui algoritm, fixarea diagnosticului poate fi mai mult sau mai puţin corectă, iar timpul necesar acestei operaţii diferă.

Un algoritm simplu pentru evaluarea stărilor constă în a determina setul de valori ale parametrilor fiziologici prin atingerea cărora începe fiecare stare. Exprimîndu-ne altfel, starea S_j se instalează cînd parametrii fiziologici ating în întregime nivelul stabilit $\gamma_1^j, \gamma_2^j \ldots, \gamma_m^j$, ceea ce se mai poate scrie:

$$S^j \Rightarrow \gamma_1 \Lambda \gamma_2 \Lambda, \ldots, \Lambda \gamma_m.$$

O astfel de funcţie poate fi uşor realizată fizic folosind circuite logice. Variabilele funcţiei pot fi parametri fiziologici sau valori medii ale acestora. Folosirea algoritmului implică întocmirea unor tabele cu seturi de simptome (de parametri) pentru fiecare stare importantă a organismului. Acest algoritm simplu devine inutilizabil dacă nu se cunoaşte tabloul simptomatic al stărilor organismului. De asemenea apar dificultăţi legate de particularităţile fiecărui organism. De exemplu, semnalele encefalografice pot conţine pentru anumite organisme valori caracteristice stărilor respective şi totuşi să nu atingă nivelul cerut, deşi ceilalţi parametri au depăşit pragurile corespunzătoare.

S-a încercat construcţia unor maşini care să folosească algoritmi mai complecşi şi anume algoritmi care însumează valorile parametri-

lor fiziologici cu diferiţi coeficienţi de pondere, pentru a obţine o singură mărime care să caracterizeze o stare. S-au utilizat de asemenea algoritmi în care semnalele medii corespunzătoare parametrilor au fost codificate într-un cod unic redondant. În acest mod s-au putut ameliora diferitele procedee de identificare a stărilor organismelor, în ciuda fluctuaţiilor statistice ale valorilor medii ale parametrilor fiziologici. Tehnica folosită poate fi atît analogică cît şi numerică. În figura 2 este reprezentată schema bloc a unei maşini universale de diagnosticat care utilizează un astfel de algoritm.

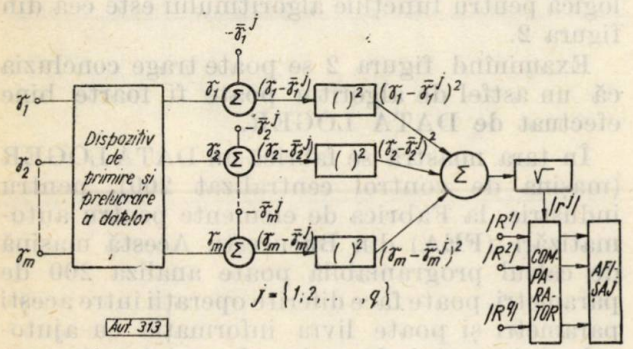


Fig. 2

În cele ce urmează vom expune unul dintre algoritmii utilizaţi în diagnoza automată a stărilor funcţionale.

Informaţia asupra intervalelor în limitele cărora parametrii fiziologici variază normal se obţine tot de la pacienţi. Se începe printr-un şir de experienţe efectuate asupra unui grup de pacienţi pentru a obţine o serie de valori ale parametrilor fiziologici. Dacă se consideră valorile medii ale parametrilor ca vectori ai unui spaţiu m-dimensional, atunci starea poate fi reprezentată ca un punct sau ca vector radial al acestui spaţiu.

Fluctuaţia parametrilor fizici la evaluarea stărilor diferiţilor pacienţi se caracterizează prin dispersie :

$$\sigma^2 \approx \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{h} n_k (\gamma_k - \bar{\gamma}_k)^2, \qquad (2)$$

unde :

N este numărul parametrilor ;

γ_k — valorile parametrilor fiziologici ;

$\bar{\gamma}_k$ — valorile medii ale parametrilor fiziologici ;

n_k — frecvenţa de apariţie a valorilor parametrilor fiziologici ;

h — numărul pacienţilor.

Intervalele de variaţie normală a valorilor parametrilor fiziologici pentru starea j sînt :

$$\bar{\gamma}_i^j - u_i^j \sigma_i^j \leqslant \gamma_i^j \leqslant \bar{\gamma}_i^j + u_i^j \sigma_i^j, \qquad (3)$$

unde :

$i = 1,2,\ldots, m$ — numărul parametrilor ;

$j = 1,2..\quad q$ — numărul stărilor ;

u — probabilitatea ca parametru fiziologic să se afle în intervalul dat.

Introducînd notaţiile :

$$\bar{\gamma}_i^j - u_i^j \sigma_i^j = \beta(i,j) \quad \text{şi} \quad \bar{\gamma}_i^j + u_i^j \sigma_i^j = \delta(i,j),$$

se va exprima relaţia mai simplu :

$$\beta(i,j) \leqslant \gamma_i^j \leqslant \delta(i,j) \text{ sau } \gamma_i^j \in [\beta, \delta]_i^j.$$

Presupunem că distribuţia parametrilor în interiorul intervalelor $[\beta, \delta]_i^j$ are loc după o lege normală. Pentru o anumită stare j a organismului avem i intervale $[\beta, \delta]_i^j$, în limitele cărora sînt distribuiţi parametrii conform legii normale. Legea normală pentru unul dintre intervale se scrie :

$$P(\gamma_i) = \frac{1}{2\pi\, \sigma\gamma_i} \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{(\gamma_i - \bar{\gamma}_i)^2}{\sigma_{\gamma i}^2} \right], \qquad (4)$$

unde $P(\gamma_i)$ este densitatea de probabilitate.

Pentru un spaţiu m—dimensional raportat la un sistem de axe oarecare, formula (4) se scrie astfel :

$$P(\gamma) = \frac{1}{(2\pi)^{m/2} \cdot |K_j|^{1/2}} \exp\left[-\frac{1}{2} (\gamma - \bar{\gamma})' K_j^{-1} (\gamma - \bar{\gamma}) \right], \qquad (5)$$

unde :

$(\gamma - \bar{\gamma})'$ este vectorul $(\gamma - \bar{\gamma})$ transpus ;

K_j — matricea tensorului metric fundamental contravariant.

Se observă cu uşurinţă că zona de egală probabilitate pentru punctul care reprezintă starea j este un elipsoid generalizat m-dimensional. Centrul elipsoidului de egală probabilitate este punctul $\gamma_1^j, \gamma_2^j, \ldots \gamma_m^j$ (centrul stării j) iar axele lui sînt intervalele $[\beta, \delta]_i^j$.

Vom considera ca elipsoid semnificativ cel înscris în „paralelipipedul" m-dimensional definit de intervalele $[\beta, \delta]_i^j$. În felul acesta s-a delimitat un domeniu în spaţiul parametrilor γ (spaţiul Γ), corespunzător stării j. Notînd acest domeniu cu Γ_j, devine evident că rezolvarea diagnosticului va depinde tocmai de poziţia relativă a domeniilor Γ_j în cadrul spaţiului Γ.

Pentru un spaţiu Γ în care domeniile Γ_j nu se intersectează, elaborarea diagnosticului este relativ simplă, ea necesitînd un aparat liniar de prag. În acest caz mai simplu se utilizează doi algoritmi :

— algoritmul legat de diagnoza estimativă :
— algoritmul legat de diagnoza punctiformă.

În continuare se va prezenta primul algoritm. Pentru aceasta este necesar să se ia în considerare vectorul „stare curentă".

$$\gamma = \|\gamma\|, \; i = 1, 2, \cdots m;$$

modulul acestui vector va fi :

$$|\gamma| = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \sum_{k=1} g^{ik} \gamma_i \gamma_k} \qquad (6)$$

unde :

g^{ik} sînt elementele matricei tensorului metric fundamental contravariant;

γ_i, γ_k — valorile relative ale parametrilor fizici pentru starea j (componentele contravariante ale vectorului „stare curentă").

Pentru axe ortogonale, relaţia (6) devine :

$$|\gamma| = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \gamma_i^2} \cdot \qquad (7)$$

Se calculează distanţa dintre punctul reprezentativ al vectorului „stare curentă" şi centrul stării j :

$$(r^j)^2 = \|\gamma - \overline{\gamma}^j\| \, K_j^{-1} \, \|\gamma - \overline{\gamma}^j\|$$

sau :

$$(r^j)^2 = \sum_{i=1}^{m} \sum_{k=1} g^{ik} (\gamma - \overline{\gamma}_i^j)(\gamma_k - \overline{\gamma}_k^j), \qquad (8)$$

unde :

$$k_j^{-1} = \|g^{ik}\|.$$

În acest algoritm, calculatorul trebuie să memoreze vectorul „diagnostic" R al fiecărei stări j, modulul acestui vector fiind dat de relaţia :

$$(R^j)^2 = \sum_{i=k}^{m} \sum_{k=1} g^{ik} [\beta, \delta]_i^j [\beta, \delta]_k^i \qquad (9)$$

Dacă vom considera spaţiul raportat la un sistem de axe ortogonale, lungimile vectorilor r şi R se vor transforma în lungimi obişnuite euclidiene :

$$|r^j| = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} (\gamma_i - \gamma_i^j)^2}, \qquad (10)$$

$$|R^j| = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} ([\beta, \delta]_i^j)^2}, \qquad (11)$$

deoarece :

$$K_j = K_j^{-1} = ||1||.$$

Folosind lungimile $|r^j|$ şi $|R^j|$, se poate construi scalarul diagnozei estimative pentru starea j :

$$\varphi^j = |r^j| - |R^j|.$$

Apropierea stării j se manifestă deci prin valori $\varphi^j \leqslant 0$, ceea ce echivalează cu condiţia ca lungimea vectorului r^j să fie în interiorul sferei de rază $|R^j|$.

Aparatul care lucrează după un astfel de algoritm poate semnala apropierea fiecăreia dintre cele q stări pentru care a fost pregătit şi poate acţiona într-un mod dinainte stabilit pentru a împiedica instalarea stărilor periculoase. El va fi un aparat liniar de prag. Schema logică pentru funcţiile algoritmului este cea din figura 2.

Examinînd figura 2 se poate trage concluzia că un astfel de algoritm poate fi foarte bine efectuat de DATA LOGER.

În ţara noastră se fabrică un DATA LOGER (maşina de control centralizat 200), pentru industrie, la Fabrica de elemente pentru automatizări (FEA) din Bucureşti. Această maşină de calcul programabilă poate analiza 200 de parametri, poate face diferite operaţii între aceşti parametri şi poate livra informaţia cu ajutorul unei maşini de scris, al unei imprimante sau tub catodic. Schema bloc din figura 3 indică principiul de funcţionare a maşinii :

— parametrii sînt daţi în tensiuni electrice cu ajutorul traductoarelor $T_{\gamma 1}, T_{\gamma 2} \ldots T_{\gamma m}$;

— accesul paralel al parametrilor în calculator este schimbat într-un acces serie, cu ajutorul selectorului de canal (registrul selector de canal-RSC);

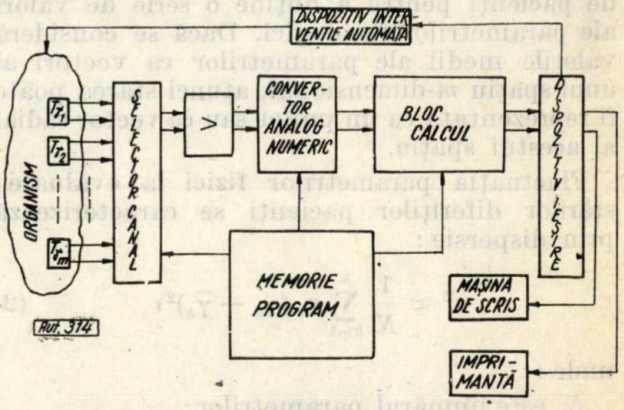


Fig. 3

— după selector, semnalul este adus la un nivel corespunzător de un amplificator;

— convertorul analog-numeric (CAN) transformă valoarea analogică a parametrului într-un număr pe care-l livrează blocului de calcul;

— după ce informaţia a fost prelucrată în blocul de calcul, datele sînt preluate de dispozitivul de ieşire care le extrage din calculator folosind unul dintre sistemele de afişare.

Atît vehicularea cît şi prelucrarea informaţiei în maşină se fac pe baza programului introdus anterior în memoria calculatorului.

Deoarece blocul său aritmetic poate efectua funcţiile algoritmului din figura 2, maşina de control centralizat 200 este adecvată şi unui program pentru diagnoză automată (în figura 4 este reprezentată organigrama acestui program).

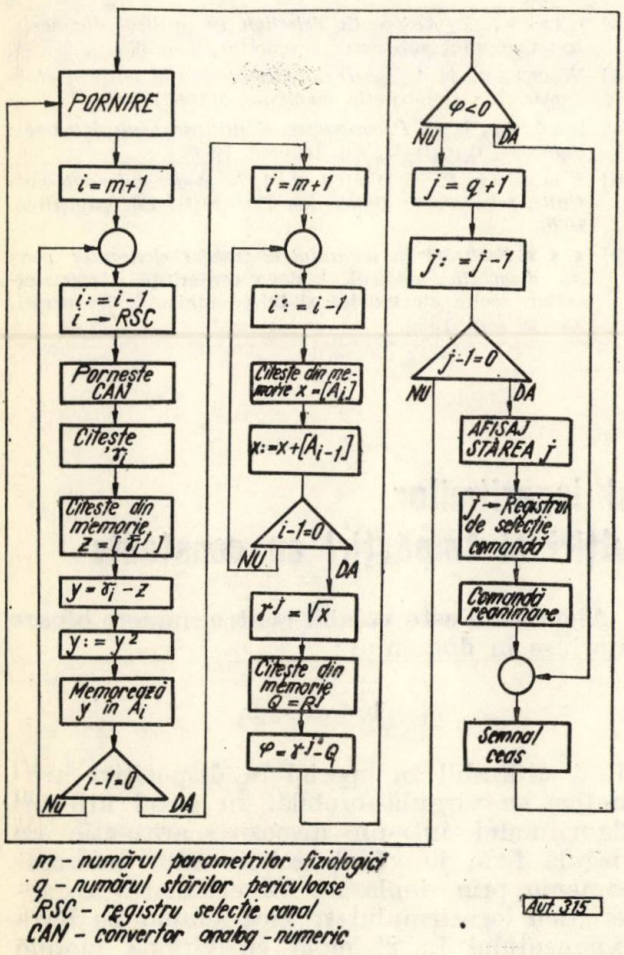


Fig. 4

Luînd în considerare timpii afectaţi diferitelor funcţii şi operaţii (intrarea datelor aproximativ 6 ms, conversia analog-numerică 1 ms, scăderea 0,17 ms etc.) şi faptul că în diagnoză se lucrează cu circa 20 de parametri, se poate evalua timpul necesar intrării, conversiei, analizei şi prelucrării acestor parametri la 5—6 s. Maşina de control centralizat 200 are un ceas care comandă reluarea programului din 30 în 30 s. Diferenţa de timp de la 6 s la 30 s se pierde datorită funcţionării lente a dispozitivelor de extragere a informaţiei (maşina de scris). Folosind un sistem de imprimare mai rapid (de exemplu o imprimantă rapidă) se poate reduce considerabil acest timp. Pentru programul medical, maşina poate fi prevăzută cu un dispozitiv de intervenţie automat care să ofere o asistenţă de prim ajutor unui bolnav în stare critică.

Pentru că programul se poate relua, în cazul a 20 de parametri, din aproximativ 10 în 10 s, înseamnă că fiecare parametru este analizat din nou după un interval de timp de circa 10 s. Acest interval de timp este satisfăcător pentru parametrii fiziologici care variază lent ca: frecvenţa şi profunzimea respiraţiei, schimbul de gaze, presiunea arterială, pulsul, temperatura corpului, compoziţia sîngelui etc. şi este insuficient pentru parametrii bioelectrici (activitatea sistemului cardiac — ECG, activitatea bioelectrică a scoarţei cerebrale — EEG, biopotenţialele sistemului muscular — EMG etc.). Dacă programul diagnozei conţine şi analiza unor astfel de parametri, trebuie folosit împreună cu maşina de control centralizat 200 şi un monitor adecvat parametrilor bioelectrici.

Pentru a calcula fluxul informaţional maxim la această maşină vom lua în considerare datele caracteristice convertorului analog-numeric care face adaptarea informaţională:

— treapta de conversie $\Delta x = 4$ mV;

— viteza de variaţie maximă a mărimii de la intrare $x'_{max} = 25.10^3$V/s;

— plaja de variaţie a mărimii de la intrare $0V < x < 4V$.

Cu aceste date, numărul de variante posibile N este de 10^3 şi, înlocuind în formula (1), se obţin următoarele rezultate:

$H \approx 10$ biţi:

$T_{min} = 0{,}16 \cdot 10^{-3}$ s;

$T_H = 0{,}16 \cdot 10^{-6}$ s;

$V_{Hmax} = 6{,}2 \cdot 10^7$ biţi/s.

4. Concluzii

Aparatura electronică utilizată în diferite domenii biomedicale a dechis perspective noi industriei de electronică medicală. În spitalele, policlinicile şi centrele de cercetare din ţara noastră se folosesc numeroase aparate electronice achiziţionate în decursul timpului, din import. Alături de acestea se răspîndesc tot mai mult aparate de concepţie şi fabricaţie românească. După anul 1960, industriile noastre constructoare de maşini şi tehnico-medicale au început fabricaţia de serie a unor aparate electronice de uz medical: electrostimulatoare (V.E.M.), electrocardiografe (I.O.R.), oximetre (I.T.M.) etc. S-a înfiinţat la Institutul de cercetări electronice secţia de cercetare în aparatură electronică pentru medicină şi biologie.

La a 2-a conferinţă a electricienilor din 23—26 septembrie 1969, la secţia de electronică, cercetătorii de la I.C.E. au arătat unele realizări în domeniul aparatelor electronice pentru diagnostic medical: reograful cu două canale, electrocardiograful cu un canal, numărătorul auto-

mat de globule şi altele. Alte aparate au fost prezentate la Expoziţia de aparatură a I.C.E. din luna mai 1973.

În afară de aceste succese înregistrate în electronica medicală, în unele laboratoare din Bucureşti şi Timişoara au început să se contureze idei în ceea ce priveşte utilizarea calculatoarelor electronice la elaborarea diagnosticului medical. Articolul de faţă are ca scop prezentarea suportului matematic pentru diagnoza stărilor funcţionale ale organismului uman folosind maşini electronice automate sau calculatoare. Pe baza algoritmilor prezentaţi se pot construi programe care, introduse în maşini speciale sau în calculatoare, ar putea ajuta personalul medical în situaţii critice pentru pacienţi, printr-o informare în timp util asupra unei evoluţii rapide şi periculoase a stării organismului. Problemele legate de diagnoza stării de boală nu s-au abordat decît informativ în lucrarea prezentă.

Lucrarea este un rezultat al cercetărilor efectuate de autor cu sprijinul direct al tovarăşului prof. dr. ing. *Ed. Nicolau* de la Facultatea de electronică din Bucureşti.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dadaşev, R. S. *Vaprosî avtomaticeskogo diagnoza sostoianii organizma.* Moscova, Nauka, 1967.

[2] x x x *Documentaţia referioare la MCC—200, F. E. A.*, 1970.

[3] Liska, G. *Automatic detection in medical diagnosis.* In: Computer sci. assn. newsletter, 2 (1965) p. 9—36.

[4] Wartak, J. *A cybernetic formulation of medical diagnosis.* În: Cybernetic medicine, 1(1967).

[5] Ledley, R.S. *Programarea şi utilizarea calculatoarelor numerice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[6] Nicolau, E. şi Popovici, A. *Algoritmi, automate finite, calculatoare electronice.* Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1970.

[7] x x x *Realizări în domeniul aparatelor electronice pentru diagnostic medical.* A doua conferinţă a electricienilor, secţia electronică şi telecomunicaţii. Bucureşti, 23—26 sept 1969.

MIRCEA CIUGUDEAN *

Algoritm şi schemă logică pentru calculul logaritmilor şi antilogaritmilor binari bazate pe înmulţiri şi împărţiri cu constante

În lucrările [1] şi [2] se prezintă un algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari şi schemele logice necesare pentru efectuarea calculelor. Algoritmul se bazează pe operaţii de ridicare la pătrat şi extragerea rădăcinii pătrate. Schema logică pentru generarea logaritmilor binari utilizează o structură logică celulară pentru ridicarea la pătrat (care poate fi şi o structură logică de multiplicare [1]), iar schema logică pentru generarea antilogaritmilor binari utilizează o structură logică celulară pentru extragerea rădăcinii pătrate. Schemele prezentate în [1] sînt simple şi pot asigura precizia dorită dacă se lucrează cu o capacitate suficient de mare de cifre binare [2].

În lucrarea de faţă se prezintă un algoritm de calcul al logaritmilor şi antilogaritmilor binari ai numerelor reprezentate în sistemul binar, bazat pe înmulţiri şi împărţiri cu constante. Acest algoritm poate fi utilizat pentru generarea logaritmilor şi antilogaritmilor binari într-un echipament de calcul ce conţine deja un dispozitiv de înmulţire şi împărţire (obişnuit sau celular [3], [4]) şi prezintă avantajul că nu mai sînt necesare în acest scop structuri logice de ridicare la pătrat şi de extragere a rădăcinii pătrate [1].

* Ing. *M. Ciugudean* lucrează la Facultatea de electrotehnică—Timişoara, Catedra de electronică.

Algoritmul este valabil pentru numere binare cuprinse în domeniul:

$$1 \leqslant A < 2,$$

fiind utilizabil în special în dispozitive aritmetice cu virgulă mobilă. În cazul utilizări algoritmului într-un dispozitiv aritmetic cu virgulă fixă, numărul trebuie adus în acest domeniu prin deplasări. Determinarea caracteristicii logaritmului se face simplu pe baza exponentului în sistemul cu virgulă mobilă sau prin numărarea deplasărilor necesare normalizării în sistemul cu virgulă fixă.

Aplicarea algoritmului într-un subprogram pentru calculatoarele universale nu aduce avantaje faţă de algoritmele de dezvoltare în serie rapid convergentă utilizate în prezent.

Implementarea cablată a algoritmului propus în această lucrare are, faţă de algoritmele de dezvoltare în serie, următoarele avantaje:

— reduce mult sarcinile dispozitivului de comandă al calculatorului privind generarea logaritmilor şi antilogaritmilor şi deci simplifică schema acestuia;

— circuitele se pot extinde simplu la orice lungime de cuvînt;

— se utilizează acelaşi algoritm şi echipament pentru ambele funcţii.

În literatura de specialitate nu se găsesc date despre durata operaţiei de generare prin

hardware a logaritmilor şi antilogaritmilor cu ajutorul dezvoltării în serie. Ţinînd cont de cantitatea înmulţirilor şi împărţirilor necesare în cadrul acestor algoritme şi al algoritmului propus, rezultă o durată de acelaşi ordin de mărime a operaţiilor.

Logaritmul binar al unui număr A cuprins în domeniul arătat se poate scrie în forma:

$$B = \log_2 A = b_0 2^0 + b_1 2^{-1} + b_2^{-2} + \dots b_i 2^{-i}, \quad (1)$$

unde b_i reprezintă bitul de ordinul i al logaritmului binar. După cum se arată în lucrările [1] şi [2], expresia de mai sus se poate pune în forma:

$$\log_2 A = b_1 \log_2 2^{1/2} + b_2 \log_2 2^{1/4} + \dots + b_i \log_2 2^{1/2^i}, \quad (2)$$

deoarece b_0 este întotdeauna zero cînd numărul A este cuprins în domeniul arătat şi deoarece:

$$\log_2 2^{1/2^i} = \frac{1}{2^i} = 2^{-i} \quad (3)$$

Rezultă astfel relaţia cunoscută [1], [2]:

$$A = 2^{\frac{1}{2} b_1} 2^{\frac{1}{4} b_2} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i} \quad (4)$$

Pentru determinarea succesivă a biţilor b_i ai logaritmului, în [1] şi [2] se efectuează ridicări succesive la pătrat şi împărţiri cu 2 (deplasări). De exemplu, se face operaţia:

$$A_1 = A^2 = 2^{b_1} 2^{\frac{1}{2} b_2} \dots 2^{\frac{1}{i-1} b_i} \quad (5)$$

Dacă A_1 rezultă mai mare decît 2 — apare un 1 în poziţia 2^1 a numărului A_1 — atunci $b_1 = 1$; se face o împărţire cu 2 pentru a se înlătura 2^{b_1} şi se repetă procedeul de mai sus pentru determinarea lui b_2. Dacă A_1 rămîne mai mic decît 2 după ridicarea la pătrat, atunci $b_1 = 0$ şi nu se mai face împărţirea cu 2, continuîndu-se cu o nouă ridicare la pătrat pentru determinarea lui b_2 [1], [2].

Calculul antilogaritmului unui număr se face printr-un procedeu asemănător [1], parcurgînd etapele în sens contrar. Astfel, operaţia de ridicare la pătrat este înlocuită cu extragerea rădăcinii pătrate, iar împărţirea cu 2 — printr-o înmulţire cu 2.

Algoritmul propus în lucrarea de faţă constă în următoarele. Plecînd de la aceeaşi expresie (4), se poate determina bitul b_1 printr-o înmulţire cu $2^{1/2}$;

$$A_1 = 2^{\frac{1}{2}} A = 2^{\frac{b_1+1}{2}} 2^{\frac{1}{4} b_2} 2^{\frac{1}{8} b_3} \dots 2^{\frac{1}{i} b_i} \quad (6)$$

Astfel: a) dacă $A_1 \geqslant 2$ (apare un 1 în poziţia 2^1 a numărului A_1), rezultă $b_1 = 1$;
b) dacă $A_1 < 2$ (nu apare 1 în poziţia 2^1 a numărului A_1), rezultă $b_1 = 0$.

Pentru determinarea lui b_2 continuă prin înmulţirea cu un alt factor şi anume:

— dacă $b_1 = 1$ (situaţia a), se împarte A_1 cu 2 pentru a se înlătura factorul $2^{\frac{b_1+1}{2}}$ şi se înmulţeşte noua cantitate cu $2^{3/4}$;

$$A_2 = \frac{1}{2} 2^{\frac{3}{4}} A_1 = 2^{-\frac{1}{4}} A_1 = \frac{A_1}{2^{\frac{1}{4}}}; \quad (7)$$

deci trebuie făcută o împărţire cu numărul $2^{\frac{1}{4}}$ şi se obţine:

$$A_2 = 2^{\frac{3+b_2}{4}} 2^{\frac{1}{8} b_3} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i}; \quad (8)$$

— dacă $b_1 = 0$ (situaţia b), nu mai este necesară împărţirea cu 2 şi se efectuează înmulţirea:

$$A_2 = 2^{\frac{1}{4}} A_1 \quad (9)$$

Rezultă astfel:

$$A_2 = 2^{\frac{1}{4}} A_1 = 2^{\frac{1}{4}} 2^{\frac{1}{2}} 2^{\frac{1}{4} b_2} 2^{\frac{1}{8} b_3} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i} = 2^{\frac{3+b_2}{4}} 2^{\frac{1}{8} b_3} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i} \quad (10)$$

(pentru că $b_1 = 0$), adică aceeaşi expresie ca şi în cazul cînd $b_1 = 1$ (relaţia 8).

Acum apare una din situaţiile următoare:

a) $A_2 \geqslant 2$, deci $b_2 = 1$ sau
b) $A_2 < 2$, deci $b_2 = 0$.

Pentru determinarea lui b_3 se efectuează următoarele operaţii;

— dacă $b_2 = 1$:

$$A_3 = \frac{1}{2} 2^{\frac{7}{8}} A_2 = \frac{A_2}{2^{\frac{1}{8}}} = 2^{\frac{7+b_3}{8}} 2^{\frac{1}{16} b_4} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i}; \quad (11)$$

— dacă $b_2 = 0$

$$A_3 = 2^{\frac{1}{8}} A_2 = 2^{\frac{1}{8}} 2^{\frac{3}{4}} 2^{\frac{1}{8} b_3} 2^{\frac{1}{16} b_4} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i} = 2^{\frac{7+b_3}{8}} 2^{\frac{1}{16} b_4} \dots 2^{\frac{1}{2^i} b_i} \quad (12)$$

şi apare una din situaţiile:

a) $A_3 \geqslant 2$, deci $b_3 = 1$ sau
b) $A_3 < 2$, deci $b_3 = 0$.

În acest fel, operaţia ce se efectuează la un moment dat depinde de valoare bitului determinat în pasul anterior. În general, pentru determinarea bitului b_i se procedează astfel:

— dacă $b_{i-1} = 1$, se face împărţirea:

$$A_i = \frac{A_{i-1}}{2^{\frac{1}{2^i}}}; \qquad (13)$$

— dacă $b_{i-1} = 0$, se face înmulţirea:

$$A_i = 2^{\frac{1}{2^i}} A_{i-1} \qquad (14)$$

şi rezultă una din situaţiile:

a) $A_i \geqslant 2$, deci $b_i = 1$ sau
b) $A_i < 2$, deci $b_i = 0$.

Trebuie remarcat că întotdeauna $b_0 = 0$, iar prima operaţie la logaritmare este o înmulţire care se încadrează în algoritmul prezentat.

În loc de împărţirea cu $2^{\frac{1}{2^i}}$ se poate face o împărţire cu 2 (o deplasare la dreapta) şi o înmulţire cu factorul:

$$\frac{2^i - 1}{2^{2^i}}$$

Din motivul că este mai simplu să se utilizeze întotdeauna acelaşi factor $2^{\frac{1}{2^i}}$, este indicat să se efectueze două operaţii diferite. Uneori, pentru a se evita împărţitea, poate să intereseze şi varianta în care se efectuează înmulţiri cu factori diferiţi:

$$2^{\frac{1}{2^i}} \text{ sau } 2^{\frac{2^i-1}{2^i}}$$

Factorii de forma $2^{1/2^i}$ sînt constante care au fost calculate cu 25 cifre binare în lucrarea [5].

Operaţia de antilogaritmare este descrisă de relaţia (4), adică se fac numai operaţii de înmulţire cu factori de forma $2^{\frac{1}{2^i} b_i}$, aşa cum se arată în [5]. Astfel, cînd bitul b_i al logaritmului este egal cu 1, se face înmulţirea cu factorul $2^{1/2^i}$, iar cînd bitul b_i este egal cu 0, nu se mai face înmulţirea deoarece factorul are valoarea 1[5]. În acest fel, factorii folosiţi la calculul logaritmilor şi antilogaritmilor binari sînt aceiaşi.

Eroarea absolută ce apare la calculul antilogaritmilor binari din cauza rotunjirilor şi a numărului limitat de cifre al factorilor în cazul acestui algoritm a fost analizată în [5]. Ea este întotedeauna negativă şi este delimitată superior de mărimea:

$$\Delta A < 2^{-n} \sum_{j=2}^{j=n} \prod_{i=j}^{i=n} (1+2^{-i}), \qquad (15)$$

unde n reprezintă cantitatea de cifre binare a numerelor normalizate după virgulă.

Eroarea ce apare la calculul logaritmilor poate să aibă acelaşi ordin de mărime întrucît operaţiile sînt asemănătoare. Mai mult, eroarea datorită numărului finit de cifre al factorilor va fi pozitivă în cazul împărţirilor şi va compensa parţial eroarea de rotunjire.

Eroarea medie posibilă este de două ori mai mică decît cea dată de relaţia (15) unde, pentru eroarea de rotunjire, s-a adoptat ca limită 2^{-n}, ori eroarea de rotunjire medie este egală cu $2^{-(n+1)}$.

Astfel pentru o cantitate de biţi $n = 25$ rezultă;

$$\Delta A_{\text{med}} = 2^{-26} \cdot 25{,}2 = 2^{-22} + 2^{-23} + 2^{-25}, \qquad (16)$$

ceea ce înseamnă că eroarea afectează numai ultimii 4 biţi ai numărului. Ea, fiind întodeauna negativă, se mai poate reduce prin adunarea unei corecţii egale cu $\Delta A_{\text{med}}/2$, ceea ce face ca eroarea să poată fi pozitivă sau negativă, dar aproximativ de două ori mai mică.

Eroarea absolută medie în cazul algoritmului propus are acelaşi ordin de mărime cu cea obţinută în [1] şi [2].

Pe baza algoritmului propus s-a conceput schema logică a unui dispozitiv de generare a logaritmilor şi antilogaritmilor binari din figura 1.

Schema conţine o structură logică celulară de înmulţire şi împărţire de tipul celei propuse

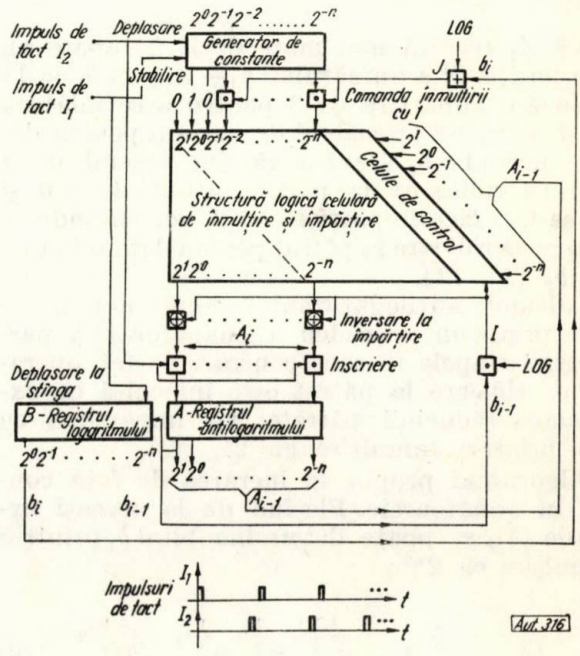


Fig. 1

de Gex [3], două registre, un generator de constante, un şir de circuite SAU — exclusiv pentru inversarea ieşirilor structurii în cazul împărţirii [3], precum şi unele circuite logice de control.

Cu oarecare modificări se poate utiliza şi structura logică celulară de înmulţire şi împărţire propusă de Deegan [4]. S-a adoptat însă structura propusă de Gex deoarece are aceleaşi intrări şi ieşiri în cazul ambelor operaţii aritmetice.

Cînd se calculează logaritmul binar, la început numărul A este transferat în „registrul antilogaritmului" — A, se aduce la zero „registrul logaritmului" — B, iar generatorul de constante furnizează iniţial constanta 1,000..

Impulsurile de tact I_1 deplasează spre stînga cu o poziţie conţinutul registrului B şi introduc succesiv în acesta cifrele binare ale logaritmului, care sînt identice cu cifra ce apare în poziţia 2^1 a registrului A în urma operaţiilor de înmulţire sau împărţire. De asemenea impulsurile de tact I_1 comandă generarea constantei următoare.

Impulsurile de tact I_2 realizează înscrierea rezultatului înmulţirii sau împărţirii în registrul A şi deplasarea spre dreapta a părţii de după virgulă a registrului generatorului de constante. Fiecare impuls de tact (fiecare ciclu) trebuie repetat numai de $n-1$ ori, n fiind cantitatea de cifre binare a numerelor după virgulă (constanta de ordinul n este egală cu 1,0000...şi nu are sens să se mai efectueze operaţii cu ea). Intervalul dintre două impulsuri succesive de acelaşi tip este determinat în primul rînd de durata operaţiei de înmulţire sau împărţire [3].

Pentru stabilirea tipului operaţiei necesare, la calculul logaritmului (LOG = 1) se cercetează bitul b_{i-1} aflat în poziţia 2^1 a registrului A (funcţia logică I).

La calculul antilogaritmului (LOG = 0) se cercetează cifra b_i a logaritmului, aflată în poziţia 2^0 a registrului B, pentru a stabili dacă se face înmulţirea cu constanta $2^{1/2^i}$ sau cu 1 (funcţia logică J).

Structura logică celulară de înmulţire şi împărţire [3] trebuie să aibă $n+2$ rînduri, primul rînd avînd $n+2$ celule, iar ultimul $2n+3$ celule, deoarece numărul A_{i-1} şi numărul A_i au valori cuprinse între 1 şi $(2-2^{-n})\cdot 2^{1/2} = 2{,}824$ şi au n cifre binare după virgulă.

Avantajul pincipal al algoritmului şi schemei logice propuse este acela că se efectuează operaţii de înmulţire şi împărţire în locul celor de ridicare la pătrat şi extragere a rădăcinii pătrate propuse în [1], asigurîndu-se un timp de calcul şi o precizie de acelaşi ordin de mărime.

Dezavantajul algoritmului şi schemei logice propuse constă în faptul că este necesar în plus un generator de constante cu un număr de $n-1$ stări.

Realizarea generatorului de constante este posibilă în următoarele moduri:

a) numărător binar şi matrice logică cu diode [6];

b) numărător cu succesiune de stări dorită [6];

c) registru de deplasare cu comanda modificării stării.

În primul caz este necesar un numărător binar cu m ranguri (unde $2^m \geqslant n$) şi o matrice logică ŞI—SAU cu diode. Pentru $n = 25$, matricea conţine mai multe zeci de circuite ŞI cu 2—5 intrări şi cîteva zeci de circuite SAU cu 2—8 intrări. Prin urmare matricea este relativ complexă.

În cazul al doilea este necesar un numărător cu $n-1$ ranguri şi $n-1$ stări. Funcţiile de comandă ale circuitelor bistabile sînt mai complicate decît în cazul al treilea din cauza cantităţii mari de modificări necesare ale bistabililelor din numărător la trecerea dintr-o stare în starea următoare. Proiectarea unui astfel de numărător nu prezintă dificultăţi [6].

În cazul al treilea se profită de forma particulară a tabelei cu constante [5]. Astfel, bitul 1 cel mai semnifiactiv de după virgulă al fiecărei constante este deplasat cu o poziţie spre dreapta faţă de cel al constantei precedente şi de asemenea o serie de alţi biţi următori ai unei constante se repetă în constanta următoare. Cantitatea de biţi ce se repetă de la o constantă la alta creşte pe măsură ce se avansează în tabelă şi se ajunge la sitauaţia (începînd de la mijlocul tabelei) că o constantă se obţine din cea anterioară prin simpla deplasare la dreapta [5]. Generatorul de constante se poate deci realiza ca un registru de deplasare, comanda pentru deplasare fiind dată de un impuls de tact (I_2 în fig. 1). Comanda petru stabilirea în starea dorită este dată de un alt impuls de tact (I_1 în fig. 1). Funcţiile de comandă ale circuitelor bistabile ale registrului sînt foarte simple deoarece între o constantă deplasată şi constanta următoare sînt modificări puţine. La trecerea de la o stare la alta se sesizează starea registrului prin numai doi biţi, bitul 1 cel mai semnificativ după virgulă al constantei deplasate şi încă un bit oarecare ce o deosebeşte împreună cu primul bit de toate constantele anterioare. Faţă de constantele următoare, o constantă se deosebeşte prin poziţia după virgulă a bitului 1 cel mai semnificativ [5]. Astfel, sinteza funcţiilor de comandă a registrului este deosebit de simplă.

Bitul 1 din faţa virgulei şi bitul 0 de după virgulă al constantelor nu se modifică niciodată [5] şi nu trebuie deplasaţi în cadrul registrului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dean, K.J. *A fresh approach to logarithmic computation.* In: Electronic engineering 41, nr. 494, april 1969, p. 488—491.

[2] Philo, P.W. *An algorithm to evaluate the logarithm of a number to base 2 in binary form.* In: The radio and electronic engineer 38, 1969, p. 49—50.
[3] Gex, A. *Multiplier-divider cellular array.* In: Electronics letters 7, nr. 15, 1971, p. 442—444.
[4] Deegan, I. *Concise cellular array for multiplication and division.* In: Electronics letters 7, nr. 23, 1971, p. 702—704.
[5] Ciugudean, M. *Circuit logic iterative de antilogaritmare.* Prima sesiune de comunicări ştiinţifice a tinerilor ingineri şi cercetători studenţi din Timişoara, secţia calculatoare-electronică, 18—19 decembrie 1971, p. 57—66.
[6] Chu, Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1968.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Sistem de reglare pneumatic unificat

(urmare)

A. Regulatoare în care dispozitivul de stabilire pentru caracteristicile PID este separat. Acest dispozitiv denumit B — AG (varianta fără indicare) face parte din grupa de elemente pneumatice Minimec 2 şi este descris după grupa Flexair.

Regulatoarele din această categorie se construiesc în două tipuri:

Regulator cu indicarea mărimii de acţionare F—AF. Din punctul de vedere al cuplării cu dispozitivul B—AG sînt două variante şi anume:

F—AF/4 cu dispozitivul B—AG montat local;

F—AF/6 cu dispozitivul montat în spatele panoului.

Caracteristicile acestui regulator, partea F——AF propriu-zisă, sînt analoge cu cele ale tipului F—AB, cu completările care rezultă din cuplarea cu dispozitivul B—AG.

Regulator indicator F—BF. Din punctul de vedere al cuplării cu dispozitivul B—AG sînt două variante şi aume:

F—BF/4 cu dispozitivul B—AG montat local;

F—BF/6 cu dispozitivul B—AG montat în spatele panoului.

Caracteristicile acestui regulator, partea F—BF, sînt analoage cu cele ale tipului F—BB, cu completările care rezultă din cuplarea cu dispozitivul B—AG.

B. Inregistratoare F—RB şi F—SB. Sarcina unui înregistrator este să memoreze toate informaţiile care se referă la modificarea în timp a parametrilor unui proces cu scopul de a le folosi ulterior. Deseori nu este necesară memorarea continuă a parametrilor urmăriţi ci trebuie prevăzută această înregistrare cînd este indicată de condiţiile particulare ale desfăşurării procesului. În asemenea cazuri, utilizarea înregistratorului poate fi ocazională şi ar fi neeconomic să se instaleze cîte unul pentru fiecare parametru urmărit sau un înregistrator cu mai multe piste continue, folosind o pistă pentru fiecare parametru reglat sau urmărit. Oricum, cînd se pune în funcţiune o instalaţie industrială se pot folosi înregistratoare analogice spre a se face acordul regulatoarelor pentru că este posibil în felul acesta să se obţină o reprezentare grafică a valorii parametrului reglat în funcţie de timp şi deci performanţele în timp ale buclei de reglare. Din examinarea curbelor respective se vor putea obţine informaţii pentru a se stabili acordul iniţial al regulatoarelor sau eventual un nou acord. Pentru a se putea însă utiliza şi interpreta aceste grafice este necesar să se mărească viteza de desfăşurare a diagramei în comparaţie cu viteza folosită în înregistrările normale pentru informaţii uzuale.

Pentru a satisface aceste cerinţe, grupa Flexair cuprinde două module înregistratoare şi anume un înregistrator continuu F—RB şi un înregistrator de tendinţă F—SB. Unele dintre caracteristici sînt comune ambele tipuri de înregistratoare şi cele mai importante sînt indicate în cele ce urmează.

— Diagrama are 100 mm lăţime cu linii verticale pentru indicarea timpului. Deplasarea se face de la dreapta la stînga de către un motor electric sincron sau de un motor pneumatic cu impulsuri. Varianta cu motor electric asigură o viteză a diagramei de 20 mm/h sau de 60 mm/min. În alternativă, viteza de deplasare a diagramei poate fi de 20 mm/min şi 20 mm/h. În cazul motorului pneumatic, viteza aceasta poate fi de numai 20 mm/h. Cu această viteză se vede pe diagramă înregistrarea parametrului timp de 2 h.

— Scala poate fi gradată 0—100 liniar, 0—10 pătratic sau ambele.

— Alimentarea cu aer instrumental nominal 1,4 kg/cm²; semnalul de intrare /ieşire 0,2—1 kg/cm²; consumul de aer pentru fiecare motor maximum 300 Nl/h.

— Condiţii de mediu: temperatura 0 la 50°C; umiditatea 0 la 95%.

— Precizia aparatului 0,5%.

— Greutatea 6 kg; montarea pe un panou vertical cu o înclinare de 0 la 5°, special înclinat spre spate pînă la 70° faţă de poziţia verticală.

Inregistratorul continuu F—RB. Acest aparat a fost conceput special pentru o înregistrare continuă de informaţii şi poate fi livrat în trei variante şi anume cu 1, 2 sau 3 peniţe. Prin scoaterea aparatului din casetă se poate urmări înregistrarea mai mult de 8 h. Pentru reprezentarea grafică a variabilelor, în timpul operaţiilor de pornire sau de acordare a regulatoarelor, viteza poate fi mărită imediat la 20 mm/min printr-o pîrghie de reglare a vitezei. În felul acesta, baza de timp se măreşte de 60 de ori în comparaţie cu condiţiile normale şi este deci uşor de urmărit, după înregistrarea respectivă, comportarea parametrului şi de estimat efectul acordării şi deci influenţei regulatorului asupra desfăşurării procesului respectiv. În timpul acestei operaţii putem lăsa să funcţioneze înregistratorul parţial scos din panou aşa încît înregistrarea să fie vizibilă o perioadă de 10 min.

Inregistratorul de tendinţă F—SB. Uneori nu este necesar să se înregistreze tot timpul parametrii procesului pentru a memoriza informaţii. În asemenea cazuri se poate utiliza înregistratorul F—SB, care este indicat pentru perioadele de pornire sau în situaţii anormale. Dispozitivul înregistrator, acţionat de un sistem pneumatic, poate fi conectat alternativ la cinci parametri diferiţi. Alegerea parametrului de înregistrat se face prin apăsarea unui buton, dispozitivul înregistrator poziţionînd şi peniţa înregistratoare. Viteza de înregistrare poate fi modificată de la 20 mm/h la 20 mm/min în cazul acţionării electrice.

C. Elemente de raport. În această categorie sînt cuprinse următoarele aparate:

— pentru montare pe panou: F—EB cu acţionare manuală şi F—FB cu acţionare pneumatică;

— pentru montare locală: F—EF cu acţionare manuală şi F—FF cu acţionare pneumatică.

Valoarea raportului este fixată în variantele F—EB şi F—EF de pe frontul aparatului, iar în variantele F—FB şi F—FF cu ajutorul unui semnal pneumatic exterior. Aceste elemente pot fi folosite cu eficienţă în buclele de reglare pentru calitate, în care regulatorul menţine stabilă calitatea dorită a produsului modificînd raportul dintre două componente fluide. De asemenea în cazurile în care raportul nu este menţinut constant ci este variabil în funcţie de un alt parametru. Varianta pentru fixare pe panou este dotată cu indicator de raport, cu indicarea semnalului de ieşire în cazul comutării A/M şi cu dispozitive de interblocare petru a se evita manipulări greşite. În această variantă, aparatul poate fi dotat şi mai redus, de exemplu fără comutare A/M. Consumul este pentru tipul de panou de 1 300 Nl/h, cu aceleaşi prescripţii în ce priveşte temperatura şi umiditatea mediului ca şi în cazurile precedente. Varianta pentru montare locală sau pe spatele panoului are numai indicarea raportului fără comutatoare de comutaţie. Consumul în această variantă este de 1 000 Nl/h. Preciza pentru ambele variante este de 0,5%.

D. Indicatoare. În această grupă se cuprind aparatele:

Indicator de abatare F—DA care se fabrică în următoarele variante:

indicator de abatere între doi parametri măsuraţi;

indicator de abatere între doi parametri măsuraţi şi indicarea unui al treilea parametru măsurat.

Indicator 100% F—DB care se fabrică în următoarele variante:

cu un indicator;

cu două indicatoare;

cu trei indicatoare.

Caracteristicile comune acestor aparate sînt următoarele:

— Consumul de aer pentru fiecare indicare 30 Nl/h.

— Contact de maxim şi minim pentru 5 A (neinductiv) 220 V.

— Lămpi de semnalizare pentru 24 V.

— Scală fixă 100 mm.

— Limitele temperaturii ambiante —20 la +60°C.

— Limitele de umiditate 0 la 95%.

— Precizia indicării 0,5%.

— Greutatea 7 kg.

Prin folosirea acestor aparate este posibil să se grupeze într-un spaţiu redus o cantitate mare de informaţii care pot fi de folos pentru conducerea corectă a procesului.

E. Integratoare (contoare). Deseori este necesar, pentru cerinţe de calcule industriale, pentru raportări sau pentru gruparea de informaţii din instalaţia tehnologică, să se cunoască valoarea totală a debitului ca o funcţie de o anumită perioadă de timp.

Asemenea valori se pot obţine prin integrarea înregistrărilor; un astfel de procedeu necesită însă oarecare timp şi deci nu asigură o disponibilitate imediată a informaţiei cerute. În asemenea situaţii, cea mai bună soluţie este utilizarea unui aparat integrator care va indica imediat sub formă numerică informaţiile despre debite. Aceste aparate în sistemul Flexair sînt:

Integrator indicator F—IB care se fabrică cu scală liniară sau pătratică cu 6—8 cifre, scala 100 mm.

Integrator totalizator dublu F—VB care se fabrică cu contorizare liniară sau pătratică, cu 8 cifre pentru contorul principal şi 5 sau 6 cifre pentru contorul secundar.

Ambele variante de integratoare cuprind cîte un motor pneumatic care, cu ajutorul unei came, acţionează pe baza semnalului de

intrare. În tipul discontinuu, frecvenţa de testare este de 12 ori pe minut. Dacă integratorul trebuie conectat la traductor, al cărui semnal de ieşire este pătratic, cum este cazul cu un traductor de presiune diferenţială, cama lui are un profil adecvat pentru a face contorizarea posibilă. În versiunea indicatoare F—IB, servomotorul, în afară de faptul că poziţionează cama, acţionează şi asupra unui indicator care indică debitul total pe scala frontală. În această versiune, indicarea numerică este arătată în partea de jos a plăcii frontale. În versiunea F-VB, dispozitivul de integrare acţionează direct contorul cu 8 cifre şi, printr-un contact, contorul cu 5 sau 6 cifre, care are şi o punere la punct manuală pentru a face posibilă citirea unui debit parţial. Această posibilitate este folosită în procesele discontinue.

Caracteristicile comune ale acestor integratoare sînt:

— Consumul de aer 30 Nl/h
— Precizia indicării 0,5 %.
— Limitele de temperatură ambiantă —20 la +60°C.
— Limitele de umiditate 0 la 95 %.
— Integratorul de tip mecanic cu un motor sincron.
— Contor cu 6 sau 8 cifre.
— Contacte de alarmă pentru 5 A şi 110 V c.a.

F. Elemente de alarmă F—PB. Aceste elemente sînt fabricate în două versiuni şi anume: fără lămpi de semnalizare şi cu lămpi de semnalizare.

Caracteristicile lor sînt:

— Contacte de alarmă pentru maxim şi minim, pentru fiecare semnal de intrare (pînă la maximum 6 semnale de intrare) pentru 5 A (neinductiv) 220 V.
— Microcomutatoare normal închise sau normal deschise.
— Lămpi de semnalizare montate pe partea frontală a aparatului.
— Consum pentru fiecare semnal 30 Nl/h.
— Precizia calibrării 0,5 %.
— Limitele mediului: temperatură —20 la +60°C; umiditate 0 la 95%.

Comutatorul pneumatic este tip miniatură, are o scală pentru fixarea limitei dorite şi acţionează asupra unui microcomutator electric. Se pot prevedea pînă la 12 asemenea dispozitive pentru a se echipa cu alarmă de maxim şi minim pînă la şase semnale diferite.

G. Generator de funcţie (extractor de rădăcină) F—HB şi F—HF. Tipul F—HB, care se montează pe panou, se fabrică în următoarele versiuni:

— cu sau fără indicarea semnalului de ieşire;
— cu cama avînd un profil pătratic, cu profil special sau brută urmînd ca profilul să se traseze ulterior;
— cu sau fără comutator A/M.

Consumul de aer este de maximum 300 Nl/h, precizia calibrării 0,5 %. Aparatul poate fi prevăzut cu comutatoare pneumatice conectate la parametrul măsurat, mărimea dorită, mărimea de ieşire sau semnal de abatere. Scala pentru fixarea mărimii respective 0—100 %. Lămpile de semnalizare sînt frontale.

Tipul F—HF se montează local sau pe spatele panoului şi se livrează cu sau fără indicarea semnalului de ieşire. Cama este stabilă pentru extragerea de rădăcină pătrată a semnalului de intrare şi se poate obţine şi o indicare liniară. Consumul de aer este 0,9 Nm^3/h. Dacă aparatul realizează o extragere de rădăcină pătrată, atunci precizia este $\pm$ 2 % pentru un semnal de intrare între 10 şi 20 % din domeniul şi de 1 % pentru semnale de intrare de la 20 la 100 % din scală. Pentru semnal de intrare sub 10 % din scală, erorile sînt întîmplătoare.

H. Programator F—CA. Acest programator se poate livra în mai multe versiuni din care menţionăm pe cele mai importante;

— cu camă care se roteşte continuu, cu oprire automată după 360° sau la finele programului;
— cu dispozitive frontale sau externe de repornire.

Viteza de rotaţie a camei poate fi variată între o rotaţie în 15 minute şi o rotaţie în 24 de ore (cu şase viteze intermediare). Consumul de aer este de 150 Nl/h şi precizia de 0,5 %. Montarea se face pe panou sau pupitru.

I. Diverse alte aparate din grupa Flexair:

— *Aparat pentru reglare manuală F—CB.* Se fabrică în mai multe versiuni şi anume cu indicare a uneia sau două variabile măsurate, cu dispozitiv de comutare în cazul aparatului avînd două mărimi de ieşire. Aparatul are trei scale, două pentru variabilele măsurate şi a treia pentru semnalul de ieşire. Consumul este de 140 Nl/h şi precizia de 0,5 %.

— *Element de telecomandă F—GB.* Se fabrică de asemenea în mai multe versiuni, dintre care unele prevăzute şi pentru legătura cu echipamente de calcul.

— *Element de comutare manuală F—YB.* Se fabrică în mai multe versiuni, de exemplu comutarea de pe un semnal exterior pe o comandă manuală cu indicarea semnalului de ieşire; la fel ca în cazul precedent dar cu indicarea unui parametru măsurat sau cu posibilitatea de comutare între două semnale externe, ambele indicate.

— *Carcasă simplă sau multiplă F—TB.* Carcasele multiple pot primi pînă la 12 elemente de panou din grupa Flexair. Pentru un număr mai mare, furnizarea este specială. Poziţia normală a carcasei este orizontală cu o înclinare a părţii frontale pînă la 5°. Înclinarea pentru montarea pe pupitru merge pînă la

maximum 70° faţă de verticală. Această înclinare trebuie specificată la comanda aparatelor respective.

Caracteristicile elementelor din grupa Minimec 2

A. Regulator local fără indicare (regulator orb) B—AG. Mărimea de referinţă este dată din exterior de partea F—AF sau F—BF din grupa Flexair. Caracteristicile de reglare pot fi P, PI, PD sau PID cu următoarele valori:

— Banda proporţională 0—500%.
— T_i varianta lentă 0,1 la 50 min
varianta rapidă 0,01 la 10 min.
— T_d varianta lentă 0,1 la 50 min
varianta rapidă 0,01 la 10 min.
— Consumul de aer instrumental 900 Nl/h.
— Clasa de precizie 0,5%.
— Limitele de temperatură a mediului: —40°C, + 60°C.

B. Element de calcul B—CA. Acest element se realizează în următoarele versiuni realizînd:

— funcţie de adunare $P_0 = P_2 + G(P_1 - K_1)$
— funcţie de scădere $P_0 = (P_1 - P_3)G + K_1$;
— repetare cu schimbare de semn $P_0 = P_2 - G(P_3 - K_1)$;
— funcţie de adunare-scădere $P_0 = P_2 + G(P_1 - P_3)$;
— stabilire de medie $P_0 = \dfrac{P_1 + P_2/G}{1 + \dfrac{1}{G}}$;
— înmulţire $P_0 = G(P_1 - K_1) + K_1$,

în care P_0 este semnalul de ieşire; P_1, P_2, P_3 — semnale de intrare; $G = \dfrac{100}{BP}$, factor de amplificare; K_1 constantă. Caracteristicile principale ale elementului de calcul sînt:

— Consumul de aer 900 Nl/h.
— Banda proporţională 0—500%.
— Precizia 0,5%.
— Limitele de temperatură ambiantă: —40°C, +60°C.

Aparatul poate fi montat local pe perete sau pe un suport tubular.

Caracteristicile elementelor din grupa Campo

În această grupă se cuprind:

Regulator local de presiune cu indicare J—AA.

Regulator local de presiune cu indicare şi transmitere J—BA.

Caracteristicile generale ale acestor regulatoare sînt:

— Legea de reglare poate fi P, PI sau PID în care variaţiile parametrilor respectivi se pot face în intervalele: BP de la 0,5 la 500%; T_i pentru varianta înceată 0,1 la 50 min şi pentru cea rapidă 0,02 la 10 min; T_d 0,02 la 10 min. De asemenea regulatorul se obţine cu intrare continuă şi ieşire bipoziţională în variantă pneumatică şi electrică cu semnalizări de situaţie şi, eventual, cu zonă de insensibilitate şi intrare şi ieşire bipoziţională.
— Mărimea de referinţă poate fi stabilită local sau primită de la distanţă.
— Se pot prevedea dispozitive de alarmă pentru mărimea reglată sau pentru mărimea de intrare.
— Consumul de aer 0,9 Nm³/h.
— Limitele de temperatură exterioară —30°C, +80°C.
— Protejat contra umidităţii; se poate monta local pe perete sau pe un suport.

ing. *I. Papadache*

Diode redresoare cu siliciu tip KS produse de IPRS-Băneasa

CARACTERISTICI GENERALE

TEHNOLOGIE. Diodele redresoare cu siliciu tip KS sînt diode dublu difuzate, montate în capsule F 62 m cu treceri izolante din ceramică glazurată (vezi fig. 1, „Automatica şi Electronica", nr. 5/973, Diode tip K).

POLARITATE Diodele tip KS se produc în varianta constructivă denumită diodă cu polaritate directă, care realizează următoarele contacte electrice între anodul şi catodul joncţiunii redresoare şi părţile accesibile din exterior ale capsulei: anodul la terminalul flexibil, catodul la baza hexagonală metalică a capsulei. Nu există solicitări ale beneficiarilor pentru varianta constructivă denumită diodă cu polaritate inversă (anodul conectat electric la baza hexagonală metalică şi catodul la terminalul flexibil), deşi utilizarea combinată a diodelor cu ambele polarităţi prezintă avantaje substanţiale. Aceste avantaje sînt discutate în „Automatica şi Electronica", nr. 5/973, Diode tip K.

TERMINALE. Terminalul anodic este un conductor flexibil, izolat în cauciuc siliconic, cu secţiunea de 15 mm², confecţionat din fire de cupru necositorite, cu diametrul de 0,1 mm. Pentru realizarea contactului electric între anodul diodei şi restul sistemului redresor, terminalul flexibil este prevăzut cu un papuc din cupru, cositorit, cu gaura de 6,2±0,2 mm.

Terminalul catodic este un şurub M 12 × 16, solidar cu baza hexagonală, ambele fabricate din cupru şi nichelate.

MOD DE RĂCIRE. Evacuarea căldurii produse la nivelul joncţiunii redresoare se realizează prin conducţie, pe radiator (fig. 1 şi 2). Tipurile de radiatoare pentru convecţie naturală şi forţată recomandate şi disponibile la cerere sînt enumerate mai jos.

MONTAREA DIODELOR PE RADIATOR. Curentul mediu redresat obţinut cu o diodă este dictat de temperatura joncţiunii, parametru care depinde de puterea disipată în diodă şi transferul cît mai eficace al căldurii corespunzătoare de la joncţiune la mediul ambiant. Acest transfer este guvernat de următoarele rezistenţe termice: joncţiune capsulă (garantată de fabricantul diodei), capsulă-radiator şi radiator-ambiant (ambele dependente de utilizator). Considerînd radiatorul corect ales, obţinerea unei rezistenţe termice de contact minim (cca 0,12°C/W) pentru acest tip de capsulă, F 62 m, necesită respectarea următoarelor deziderate:

1. Suprafaţa de contact a radiatorului să fie plană, fără denivelări, zgîrieturi sau asperităţi, nevopsită, neeloxată.

2. Gaura practicată în radiator pentru montarea diodei să fie debavurată.

3. Dacă gaura din radiator este filetată, se va realiza un şanfren 2 mm × 45° (în fig. 1 — „Automatica şi Electronica" nr. 5 — se observă că, deşi lungimea şurubului este 18 ± 0,5, el este filetat numai pe 16^{+1}_{-0} mm).

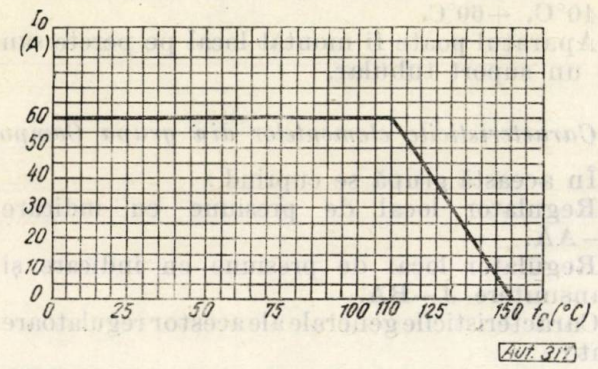


Fig. 1. Curentul mediu redresat I_0 în funcţie de temperatura capsulei t_c.

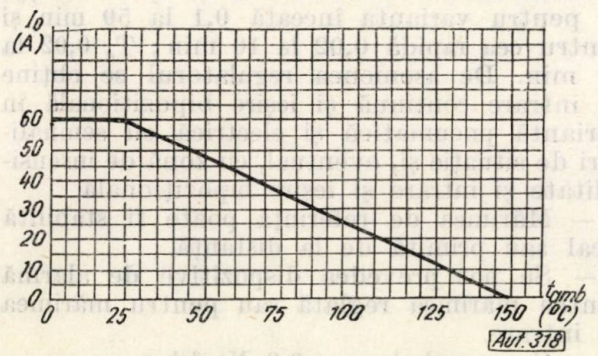


Fig. 2. Curentul mediu redresat I_0 în funcţie de temperatura ambiantă t_{amb}, dioda fiind montată pe un radiator KNF 116 cu R_{th} = 0,92 °C/W (convecţie naturală).

4. Se desface piuliţa M 12 şi se scot de pe şurubul diodei şaiba stelată şi rondela de carton. Ultima se interpune între partea plată a bazei diodei şi şaiba stelată numai pentru a nu altera starea suprafeţei care va concura cu radiatorul la realizarea contactului termic, pe durata transportului sau în timpul manipulărilor anterioare montării. În nici un caz, rondela de carton nu se utilizează la montarea diodei pe radiator. Se verifică dacă această suprafaţă a diodei nu are zgîrieturi, asperităţi etc.

5. Înainte de montare, se curăţă cu atenţie suprafeţele radiatorului şi diodei care vor veni în contact. Se interpune, numai între partea plată a bazei diodei şi suprafaţa de contact a radiatorului, un strat fin de răşină siliconică SISS tip SI 340 pentru eliminarea aerului din contactul termic.

6. Strîngerea diodei pe radiator se face cu un cuplu : min. 8 Nm-max. 10 Nm. Este necesară respectarea acestor limite ale cuplului de strîngere, din următoarele considerente : nerealizarea cuplului minim conduce la o rezistenţă termică de contact capsulă-radiator mai mare şi prin urmare la o funcţionare, în aceleaşi condiţii de încărcare a diodei şi de temperatură a mediului ambiant, la o temperatură a joncţiunii mai ridicată. Acest fapt este periculos dacă se lucrează cu dioda în jurul valorii limită a curentului mediu redresat sau, în celelalte cazuri, duce la o micşorare nejustificată a fiabilităţii diodei. Depăşirea cuplului de strîngere maxim poate avea două urmări : deformarea mecanică a bazei diodei urmată de mărirea rezistenţei termice de contact cu consecinţele ei amintite anterior, sau defectarea diodei din cauza eforturilor mecanice exagerate transmise la pastila de siliciu.

7. La fixarea pe radiator cu ajutorul piuliţei nu se va omite sub nici un motiv şaiba stelată. Ea are rolul de a menţine intactă această îmbinare mecanică în funcţionare (şocurile, vibraţiile sau alte solicitări mecanice pot conduce, în caz contrar, la mărirea în timp a rezistenţei termice de contact).

MARCARE. Pe corpul diodei se marchează : simbolul numelui fabricantului (β), sensul de conducţie (anod—catod), codul sortului în clar (cheia codificării este următoarea : KS-tipul diodei ; primele două cifre multiplicate cu 10 indică tensiunea inversă de vîrf de lucru, iar ultimele două cifre reprezintă curentul mediu redresat — 60 A) şi reperul de serie.

MODUL DE LIVRARE Diodele tip KS se livrează cu şaibă stelată, piuliţă şi, la cerere, cu sau montate pe radiatorul ales şi indicat de utilizator. Mai ales pentru probleme termice şi alegerea radiatoarelor este de dorit ca beneficiarul prin cadrele sale tehnice, să ia legătura cu tehnicienii fabricantului care se ocupă de relaţiile cu utilizatorii, înainte de livrarea diodelor. Transmiterea comenzilor fără precizarea tipului de radiator şi prin persoane care nu cunosc aplicaţia vizată, încît fabricantul să acopere singur această lacună, poate conduce la situaţia nedorită ca utilizatorul să nu beneficieze de toate performanţele unui tip de diode sau livrările să fie amînate nejustificat.

DATE MECANICE

DIMENSIUNI Dimensiunile diodei sînt indicate în desenul capsulei F 62 m din fig. 1 „Automatica şi Electronica" nr. 5 — cotele radiatoarelor sînt arătate în figurile 7 şi 8 — ibidem — (detaliul D precizează dimensiunile şi forma canalelor longitudinale prevăzute pentru fixarea radiatoarelor prin intermediul unor şuruburi adecvate).

MASĂ. Masa diodei prezentată în figura 1 — ibidem — , fără radiator, este cca 80 grame. Masa fiecărui sort de radiator este indicată în tabela 3 — ibidem.

VALORI LIMITĂ MECANO-CLIMATICE

EFORTURI MAXIME ADMISE PE TERMINALE. Terminalul anodic flexibil suportă şi este testat, în cadrul probelor de tip, la eforturi de tracţiune în conformitate cu STAS 8393/11—70 (forţa de tracţiune 10 N, durata 10±1 s). Terminalul catodic (şurubul M 12 al bazei hexagonale) este testat în conformitate cu acelaşi standard la un cuplu de 15 Nm, pe o durată de 10±1 s.

VALORI LIMITĂ DE ŞOCURI ŞI VIBRAŢII. Aceste valori limită-condiţiile tehnice, verificarea calităţii şi metodele de încercare corespunzătoare-sînt stipulate în NID 2897/71 „Diode cu siliciu dublu difuzate tip KS".

SOLICITĂRI CLIMATICE LIMITĂ. Solicitările climatice-variaţii de temperatură, etanşeitate, ceaţă salină, căldură umedă, încercări la frig-sînt detaliate în NID 2897/71 şi anexele acesteia stabilite în conformitate cu solicitările Căilor Ferate Române şi Registrului Naval Român. Diodele tip KS sînt omologate cu CFR şi RNR, omologare echivalentă cu categoria climatică THA II.

VALORI LIMITA, CARACTERISTICI ELECTRICE ŞI TERMICE

Valorile limită absolute electrice pentru regim permanent şi tranzitoriu sînt indicate în tabela 1, la t_c = 25°C, cu ex-

Tabela 1

Valori limită absolute electrice la t_c=25°C, cu excepţia altor specificaţii

Sort	I_F direct continuu (A) t_c = = 110°C	I_0 mediu redresat (A) t_c = =110°C	$V_R = V_{RWM}$ (V)	V_{RRM} (V) t_c = =110°C	V_{RSM} (V)	Curentul direct de vîrf I_{FRM} repetitiv (A)	Curentul direct de vîrf I_{FSM} semisinusoidal, 10 ms (A)
KS 1160	70	60	1 000	1 000	1 300	200	1500
KS 6060	70	60	600	600	780	200	1500
KS 4060	70	60	400	400	520	200	1500
KS 1060	70	60	100	100	130	200	1500

cepţia altor specificaţii. Ele se interpretează în conformitate cu precizările din „Automatica şi Electronica", 1973, nr. 3 „Diode redresoare cu siliciu tip F fabricate la IPRS-Băneasa".

Valorile limită de temperatură sînt următoarele:

— temperatura ambiantă de stocare: −55°C..+150°C;

— temperatura capsulei în funcţionare: −40°C..+150°C.

Valorile maxime ale caracteristicilor electrice la $t_c = 25°C$, cu excepţia altor specificaţii, sînt redate în tabela 2.

Tabela 2

Valori maxime ale caracteristicilor electrice la $t_c = 25°C$, cu excepţia altor specificaţii

Sort	V_{FM} tensiunea directă de vîrf la I_{FM} = 190 A (V)	I_{RM} curentul invers de vîrf la $V_{RM} = V_{RWM}$ (A)	
			t_c = 125°C
KS 1160	1,2	0,1	5
KS 6060	1,2	0,1	5
KS 4060	1,2	0,1	5
KS 1060	1,2	0,1	5

Valoarea maximă a rezistenţei termice joncţiune-capsulă, exclusiv rezistenţa termică de contact capsulă-radiator, este 0,8°C/W.

Valorile limită absolute şi caracteristicile electrice susceptibile de a fi reprezentate grafic sînt indicate în figurile 1—5. Se

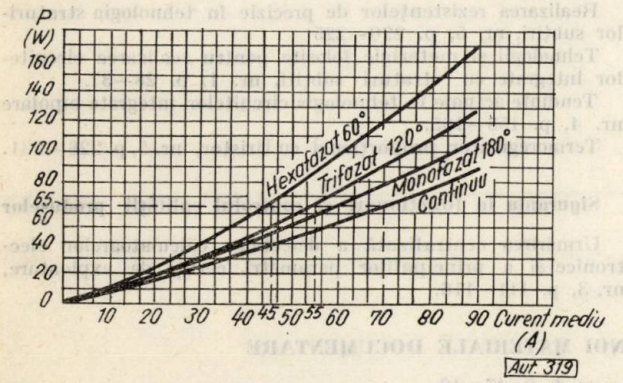


Fig. 3. Puterea medie disipată P în funcţie de curentul mediu, în diverse regimuri de redresare.

detaliază astfel curbele limită de variaţie ale curentului mediu redresat în funcţie de temperatura capsulei (fig. 1) şi în funcţie de temperatura ambiantă, dioda fiind montată, respectînd procedura de mai sus, pe un sort preferenţial din radiatoarele recomandate (fig. 2). Pentru dimensionarea termică a ansamblului diodă-radiator sînt redate curbele de variaţie ale puterii disipate în funcţie de curentul mediu, în diverse montaje de redresare, şi ale tensiunii directe de vîrf în funcţie de curentul direct de vîrf, la două temperaturi uzuale ale capsulei. Capabilitatea diodelor tip KS la suprasarcini de curent este ilustrată de curba de variaţie a curentului direct de vîrf de suprasarcină accidentală (semisinusoidal, 10 ms) cu durata suprasarcinii. Această ultimă curbă serveşte la calculul siguranţelor de protecţie.

RADIATOARE RECOMANDATE

Caracteristicile dimensionale, termice şi mecanice ale radiatoarelor din aliaj de aluminiu recomandate şi disponibile la cerere sînt indicate în tabela 3. —„Automatica şi Electronica" nr. 5—. Pentru convecţie naturală se recomandă tipul KNF (KNF 90, KNF 116 destinate utilizării cu o singură diodă şi KNF 232, KNF 348 confecţionate special pentru montarea

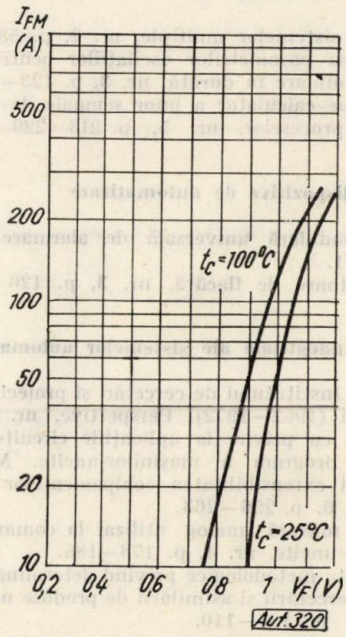


Fig. 4. Tensiunea directă de vîrf V_{FM} în funcţie de curentul direct de vîrf I_{FM}, la t_c = 25 °C şi t_c = 100 °C (valori tipice).

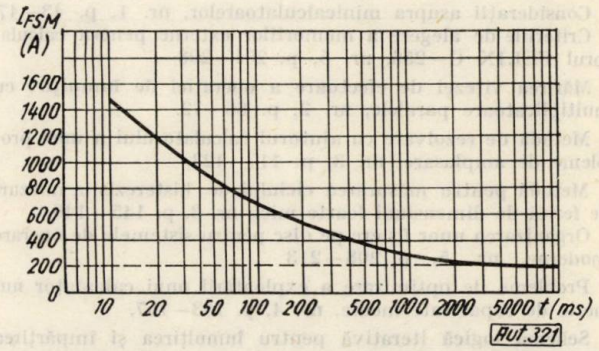


Fig. 5. Curentul direct de vîrf de suprasarcină accidentală I_{FSM} în funcţie de durata suprasarcinii t, la t_c=25°C (tren de impulsuri semisinusoidale, frecvenţa 50 Hz).

în paralel a două, respectiv trei diode), iar pentru convecţie forţată, radiatorul TVF 80.

Detalii dimensionale şi precizări asupra cotelor canalelor longitudinale de fixare a radiatoarelor în instalaţii se găsesc în figura 7 pentru tipul KNF şi figura 8 pentru tipul TVF — ibidem.

ing. *Traian Cârcu*

E 2551

Index alfabetic

de subiecte pe rubrici şi probleme, Automatica şi Electronica 1973

ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Compoziţia sistemelor multiple, nr. 2, p. 53—58.
Determinarea parametrilor oscilaţiilor pentru o clasă de sisteme cu modulare în durată, nr. 3, p. 123—126.
Generarea pe calculator a unor semnale de probă pentru identificarea proceselor, nr. 5, p. 213—220

Elemente şi dispozitive de automatizare

Centrala modulară universală de alarmare CUAM, nr. 4, p. 165—171.
Supraveghetoare de flacără, nr. 3, p. 126—130.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Activitatea Institutului de cercetări şi proiectări automatizări. Realizări (1962—1972). Perspective, nr. 1, p. 1—14.
Consideraţii cu privire la aplicaţiile circuitelor integrate în comanda program a maşinilor-unelte. Modularizarea, optimizarea şi extensibilitatea echipamentelor de comandă numerică, nr. 6, p. 256—263.
Sistem de măsură analog utilizat la comanda numerică a maşinilor —unelte, nr. 4, p. 178—185.
Unele aspecte metodologice privind determinarea eficienţei economice a cercetării şi asimilării de produse noi în automatizări, nr. 3, p. 105—110.

Calculatoare electronice

Consideraţii asupra minicalculatoarelor, nr. 1, p. 43—47.
Criteriile de alegere a memoriilor externe pentru calculatorul FELIX C—256, nr. 5, p. 201—208
Mărirea vitezei de efectuare a operaţiei de înmulţire cu multiplicatoare paralele, nr. 2, p. 66—72.
Metodă de rezolvare cu ajutorul calculatorului a unei probleme de amplasare, nr. 3, p. 117—123.
Metodă pentru măsurarea ciclului de histerezis la miezuri de ferită de dimensiuni foarte mici, nr. 3, p. 145—146.
Organizarea unor fişiere pe disc pentru sistemele de operare moderne, nr. 5, p. 208—213
Probleme de optimizare a exploatării unui calculator numeric de capacitate medie, nr. 4, p. 153—157.
Schemă logică iterativă pentru înmulţirea şi împărţirea binară nr. 1, p. 37—43.
Studiul unor fenomene de hazard în circuitele de comutaţie, nr. 2, p. 89—97.

Programare şi modelare

Algoritm şi schemă logică pentru calculul logaritmilor şi antilogaritmilor binari bazate pe înmulţiri şi împărţiri cu constante, nr. 6, p. 278—282
Aproximarea unor funcţii complexe prin microprograme incluse în hardware, nr. 4, p. 171—177.
Modelarea numerică a proceselor liniare continue pentru calculul în regimuri repetitive de mare rapiditate, nr. 1, p. 15—18.
O aplicaţie a limbajului CSMP la sistemele adaptive, nr. 2, p. 97—102.
REGIST, program pentru analiza neliniară de curent continuu a circuitelor cu transistoare bipolare, nr. 1, p. 19—28.

Electronică industrială şi dispozitive

Amplificatoare clasă D, nr. 3, p. 130—136.
Aparat electronic pentru măsurarea dinamică a conductivităţii unor lichide fiziologice cu aplicaţii la studiul hormonului antidiuretic, nr. 3, p. 136—145.
Aparat pentru măsurarea coeficientului TKμ_i la ferite, nr. 6, p. 249—255.
Caracterizarea sistemului Si—SiO_2 prin metoda avalanşei la suprafaţă, nr. 6, p. 263—271.
Circuit de eşantionare şi conversie analog-numerică, nr. 2, p. 49—53.
Comanda puterii în curent alternativ cu tiristoare, cu evitarea producerii interferenţei de radiofrecvenţă, nr. 2, p. 80—89.
Diagnostic medical folosind maşini electronice de calcul, nr. 6, p. 272—278
Domenii tipice de utilizare a circuitelor integrate cu straturi subţiri, nr. 2, p. 58—65.
Metodologia evaluării transistoarelor bipolare pornind de la măsurători fizice şi electrice pe modele de referinţă, nr. 2, p. 72—80.
Realizarea rezistenţelor de precizie în tehnologia straturilor subţiri, nr. 5, p. 220—225
Tehnologii şi meteriale folosite pentru realizarea circuitelor integrate cu straturi subţiri, nr. 1, p. 28—37.
Tendinţe actuale în tehnologia circuitelor integrate bipolare nr. 4, p. 158—165.
Termoregulator proporţional cu tiristor, nr. 5, p. 226—231.

Siguranţa în funcţionare şi controlul calităţii produselor

Urmărirea centralizată a defectelor calculatoarelor electronice şi a principalilor parametri ceruţi de exploatare, nr. 3, p. 111—116.

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

nr. 1, p. 47—48
nr. 4, p. 194—195
nr. 5, p. 245—246

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

nr. 3, p. 147—150
nr. 4, p. 185—193
nr. 5, p. 231—238
nr. 6, p. 282

TEZĂ DE DOCTORAT

nr. 4, p. 196

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE

nr. 2, p. 103
nr. 3, p. 151
nr. 4, p. 197—199
nr. 5, p. 239—244

Index alfabetic de autori

Automatica şi Electronica 1973

A

Algiu M.: nr. 5, p. 213—220
Anastasiu S.: nr, 2, p. 97—102

B

Baltac V.: nr. 4, p. 153—157
Bălănescu Al.: nr. 3, p. 130—136: nr. 6, p. 27.—278
Beldiman A.: nr.. 2, p. 72—80
Belea C.: nr. 2, p. 53—58
Beloiu P.: nr. 2, p. 66—72
Brăileanu Gr.: nr. 1, p. 15—18
Bulgacov R.: nr. 5, p. 201—203

C

Călănescu V.: nr. 2, p. 49—53
Ceoceonică V.: nr. 6, p. 249—255
Cercel L.: nr. 2, p. 89—97
Ciugudean M.: nr. 6, p. 278—282
Constantin M.: nr. 1, p. 1—14

D

Daniliuc M.: nr. 4, p. 178—185
Donciu C. F.: nr. 3, p. 117—123
Donciu Monica-Raluca: nr. 3, p. 117—123
Dragoloniu D.: nr. 3, p. 130—136

E

Epure M.: nr, 3, p. 111—116

G

Ganea Şt.: nr. 6, p. 249—255
Grădinaru Gh.: nr. 6, p. 263—271

H

Hilohi Fl.: nr. 3, p. 126—130

I

Iliescu S.: nr. 1, p. 43—47
Ionescu G.: nr. 5, p. 213—220
Iosubescu D.: nr. 3, p. 136—145

K

Kaucsár M.: nr. 2, p. 80—89
Klein A.: nr. 3, p. 145—146

M

Manea N.: nr. 5, p. 208—213
Mangiurea O.: nr. 3, p. 111—116
Manolescu A.: nr. 5, p. 220—225
Manolescu Anca-Manuela: nr. 1,p. 28—37; nr. 2, p. 58—65; nr. 5, p. 220—225
Mihoc D.: nr. 1, p. 43—47
Molin S.: nr. 4, p. 178—185

N

Neagoe V.E.: nr. 3, p. 136—145
Nicolae D.: nr. 2, p. 53—58
Nitu C. I.: nr. 3, p. 123—126

P

Petrecu C.: nr. 5, p. 226—231
Pop V.: nr. 1, p. 37—43

R

Răduţ Monica: nr. 1, p. 19—28
Roşu M.: nr. 5, p. 201—208
Rusu A.: nr. 4, p. 158—165

S

Samachişă Gh.: nr. 5, p. 220—225
Săndulescu Gh.: nr. 6, p. 256—263
Sâmpăleanu M.: nr. 2, p. 49—53
Strbu M.: nr. 1, p. 1—14
Soceanu Al.: nr. 2, p. 97—102
Strugaru C.: nr. 4, p. 171—177

Ş

Şapira M.: nr. 4, p. 165—171
Ştefănescu M.: nr. 4, p. 178—185

T

Toader S.: nr. 1, p. 1—14

Ţ

Ţâmpu V.: nr. 3, p. 105—110

V

Vilceanu Denisa: nr. 3, p. 111—116
Vladimirescu A.: nr. 1, p. 19—28

W

Weintraub Vl.: nr. 3, p. 126—130

Piața comercială mondială Leipzig

Tîrgurile din Leipzig aduc beneficii. Peste 9 000 expozanți din 60 de țări oferă mărfuri de investiții și consum.

Peste 20 de țări expun mașini-unelte. Oferta reprezintă nivelul cel mai ridicat în ceea ce privește productivitatea, procedeele și precizia. În centrul atenției se află programul de export al Republicii Democrate Germane.

Mașini speciale pentru probleme speciale înlăuntrul proceselor de fabricație complexe sînt expuse pentru prima oară într-o grupă de specialitate proprie.

Congresul științific „Mașini și tehnologii productive pentru raționalizarea prelucrării metalului" oferă informații vaste.

Perfecțiunea în prelucrarea metalului — o puteți studia la Leipzig!

Informații de călătorie și legitimații pentru Tîrg le obțineți prin O.N.T. CARPAȚI sau prin Secția de politică comercială de pe lîngă Ambasada RDG în RSR, Calea Dorobanților 14, București.

Tîrgul din Leipzig
Republica Democrată Germană
10—17.3.1974

PUBLICOM

ABONAȚI-VĂ
la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

ELECTROTEHNICA

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

SOMMAIRE

Éditorial 247–248

CD 549.73 :621.3.042.15 :621.317.4.08

Ceoceonică V. et *Ganea Șt.* :
Appareil pour mesurer le coefficient $TK_{\mu i}$ des ferrites.

Automatica și Electronica 17, no. 6, nov-dec 1973, p. 249–255

Cet appareil permet d'établir le coefficient de variation de la perméabilité initiale des ferrites, avec la température.

CD 621.38.049–181.4 :621.91–501 :681.3.041

Săndulescu Gh. :
Considérations concernant les applications des circuits intégrés dans la commande programme des machines-outils. La modularisation, l'optimisation et l'extensibilité des équipements de commande numérique.

Automatica și Electronica 17, no. 6, nov-dec 1973, p. 256–263

Dans cet ouvrage on discute une série de problèmes concernant l'élaboration rationnelle des projets pour l'équipement de commande numérique, et particulièrement pour les machines–outils à commande numérique, en utilisant des circuits intégrés.

CD 621.38.049–181.4

Grădinaru Gh. :
La caractérisation du système $Si-SiO_2$ par la méthode de l'avalanche à la surface.

Automatica și Electronica 17, no. 6, nov-dec. 1973, p. 263–271

L'auteur présente une méthode de caractérisation de l'état de la surface des plaquettes de silicium, utilisable dans la technologie de fabrication des circuits intégrés.

CD 616–07 :681.322

Bălănescu Al. :
Diagnostic médical utilisant des machines électroniques de calcul.

Automatica și Electronica 17, no. 6, nov-dec 1973, p. 272–278

Dans cet article on passe en revue les étapes parcourues pour élaborer automatiquement le diagnostic, en développant davantage la deuxième étape (l'analyse des signaux électriques des paramètres physiologiques) et la troisième étape (l'évaluation numérique des données et l'affichage du diagnostic).

CD 681.3.06 :517.562

Ciugudean M. :
Algorithme et schéma logique pour le calcul des logarithmes et des antilogarithmes binaires basés sur des multiplications et des divisions avec des constantes.

Automatica și Electronica 17, no. 6, nov-dec 1973 p. 278–282

L'apport de l'auteur consiste dans le fait qu'il remplace les méthodes d'élévation au carré et d'extraction de la racine carrée par des multiplications et des divisions avec des constantes correspondantes.

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 282

INDEX ALPHABETIQUE 288

CONTENTS

Editorial 247–248

DC 549.73 :621.3.042.15 :621.317.4.08

Ceoceonică V. and *Ganea Șt.* :
$TK_{\mu i}$ **coefficient measuring apparatus.**

Automatica și Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 249–255

The apparatus permits to assess the variation coefficient of initial permeability in ferrites, in relation with the temperature.

DC 621.38.049–181.4 :621.91–501 681.3.041

Săndulescu Gh. :
Considerations on the application of integrated circuits to programme-controlled machine tools. Modulation, optimizing and extensibility of numerical control equipment.

Automatica și Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 256–263

The paper discusses a series of problems arising in rational designing of numeric control equipment, for machine tools in particular, using integrated circuits.

DC 621.38.049–181.4

Grădinaru Gh. :
Characterization of $Si-SiO_2$ system by the surface avalanche method.

Automatica și Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 263–271

The author presents a method of characterizing the condition of the silicon plate surface used in the manufacture technology of integrated circuits.

DC 616–07 :681.322

Bălănescu Al. :
Medical diagnosis based on electronic computers.

Automatica și Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973, p. 272–278

The author reviews the different stages in automatic elaboration of diagnosis, laying stress on the second (analysis of electric signals of physiological parameters) and the third (numeric evaluation of data and display of diagnosis).

DC 681.3.06 :517.562

Ciugudean M. :
Algorithm and logical diagram for calculation of binary logarithms and inverse logarithms, based on multiplications and divisions by constants.

Automatica și Electronica 17, nr. 6, nov-dec 1973,p. 278–282

The method devised by the author consists in the replacement of squaring and square root extraction with multiplications and divisions by adequate constants.

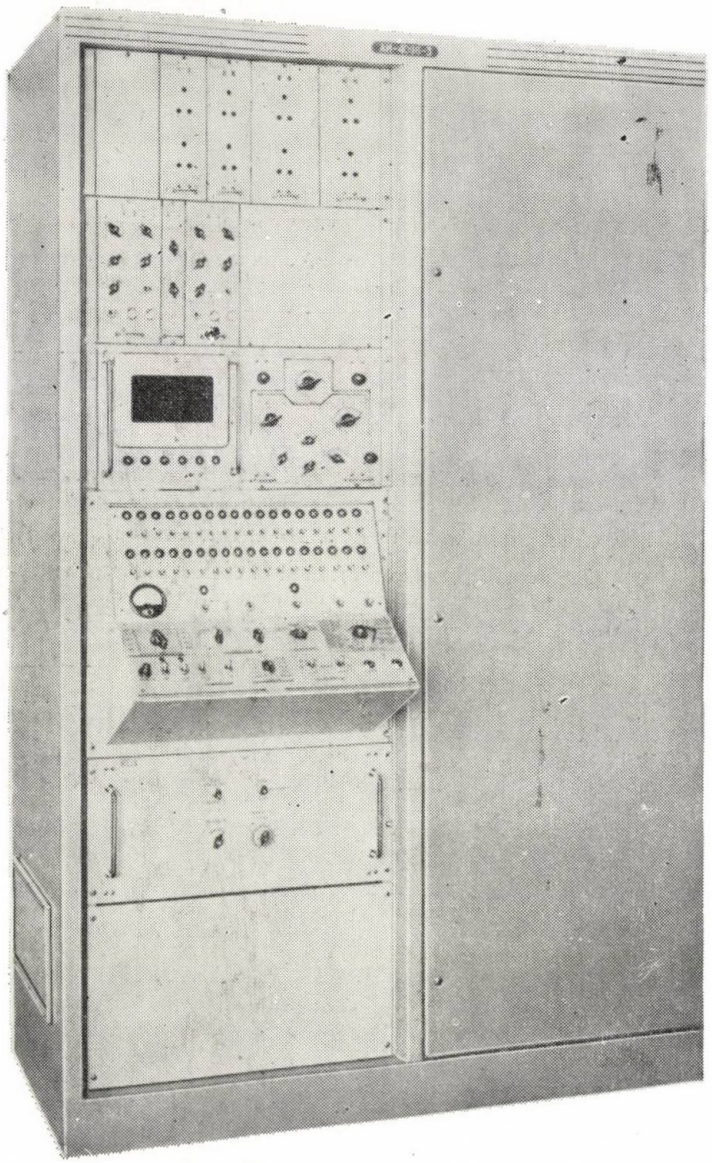
ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 282

ALPHABETICAL INDEX 288

Întreprinderea sovietică
TECHSNABEXPORT vă oferă

ANALIZORUL DE IMPULSURI CU 4096 CANALE AI-4096-3M

4096 3



care servește la analiza unidimensională sau bidimensională, la măsurarea și tratarea spectrelor, la adunarea, scăderea, înmulțirea, diferențierea și integrarea lor, cum și la transformarea liniară și la transmiterea informației dintr-o parte a memoriei în alta.

Introducerea informației este posibilă atît în formă numerică, cît și în formă analogică.

Unul dintre avantajele esențiale ale aparatului constă în posibilitatea tratării simultane a spectrelor care provin de la patru detectoare diferite.

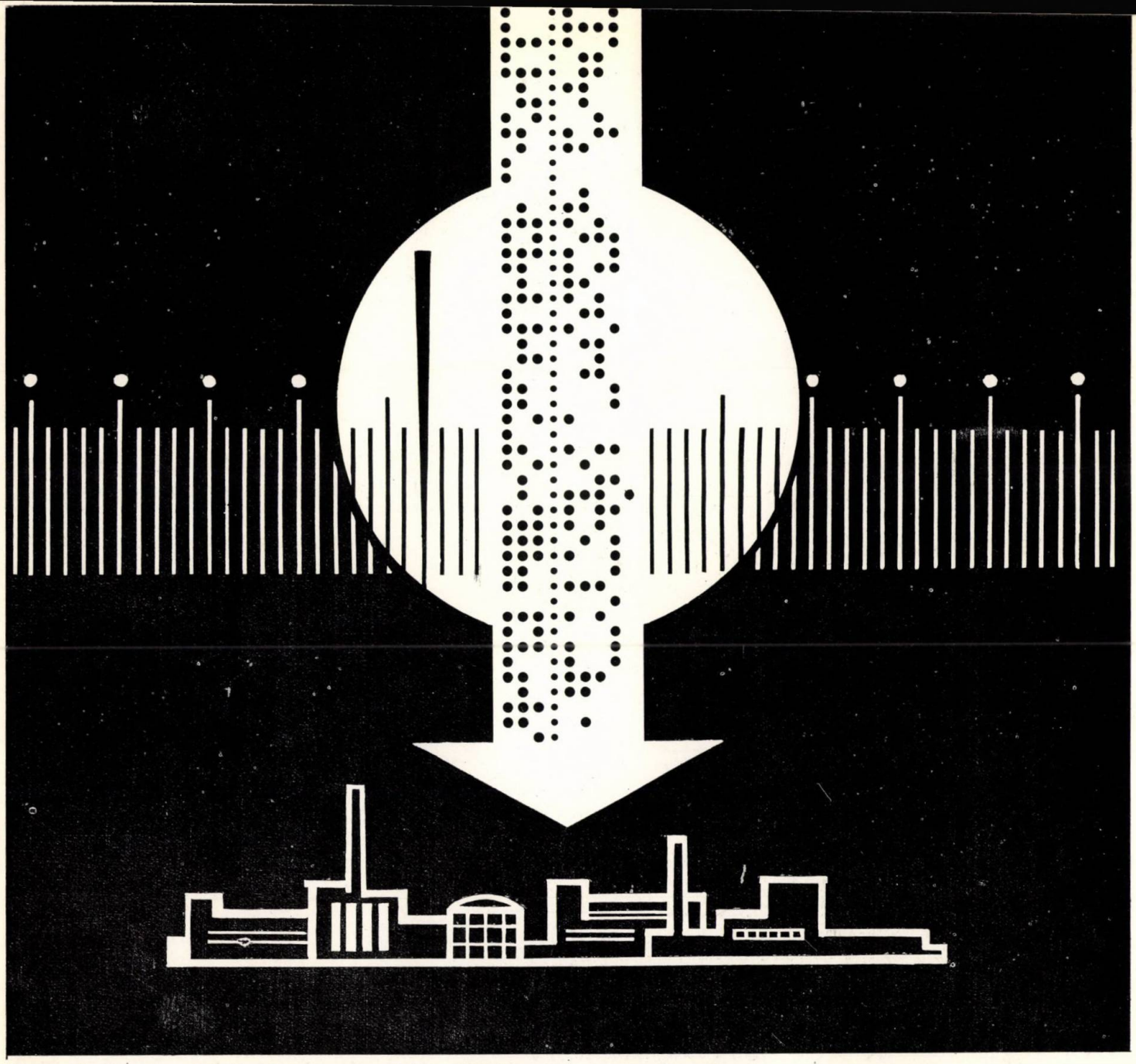
Analizorul este larg folosit în fizica nucleară, în medicină, în fizica biologică și în alte domenii științifice și industriale.

Trimiteți cererile dv. la:

V/K TECHSNABEXPORT
Moscova G-200, U.R.S.S.
Telefon: 244.32.85
Telex: 7268

Techsnabexport

PUBLICOM



Un sistem de subansamble tipizate cuprinzînd întrerupătoare lucrînd fără atingere și contact

În multe ramuri industriale sînt folosiți inițiatorii inductivi construiți după sistemul de subansamble tipizate, de pildă în construcția de mașini pentru numărarea pieselor mărunte, controlul stocului de materiale, semnalizarea poziției finale, pentru măsurarea oscilațiilor și pentru comanda numerică a mașinilor-unelte.

Organizația noastră de comerț exterior vă mai oferă și un program multilateral de produse ale tehnicii măsurării, comenzii și reglării : dispozitive de măsurare pentru volum și debit, dispozitive de măsurare pentru analize, dispozitive de măsurare a nivelului, instalații de măsurare electrice, regulatoare electrice, dispozitive de măsurare manometrice, regulatoare fără energie auxiliară, dispozitive pneumatice de măsurare, comandă și reglare precum și dispozitive de numărare și generatoare de impulsuri.

Tehnica măsurării, comenzii și reglării reprezintă numai un domeniu parțial al ofertei totale de instalații și aparate din ramura electrotehnică/electronică a Republicii Democrate Germane.

De peste douăzeci de ani reprezentăm cu succes în comerțul internațional această industrie de mare capacitate.

Informații prin :
Ambasada RDG
în R.S. România
HPA TKB Elektrotechnik
Calea Dorobanților 14
București

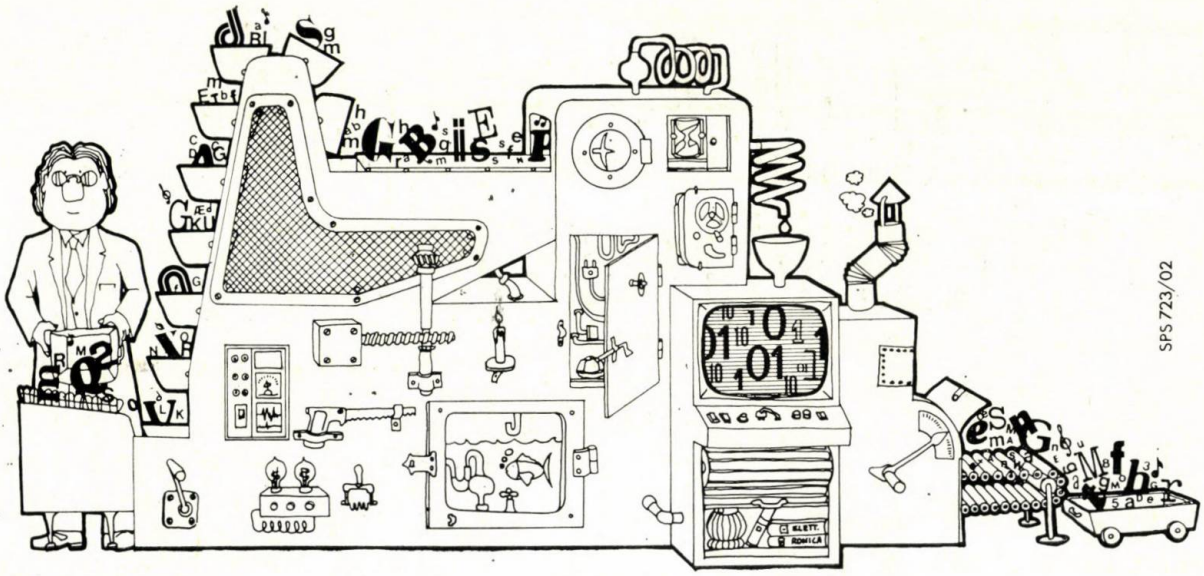
Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

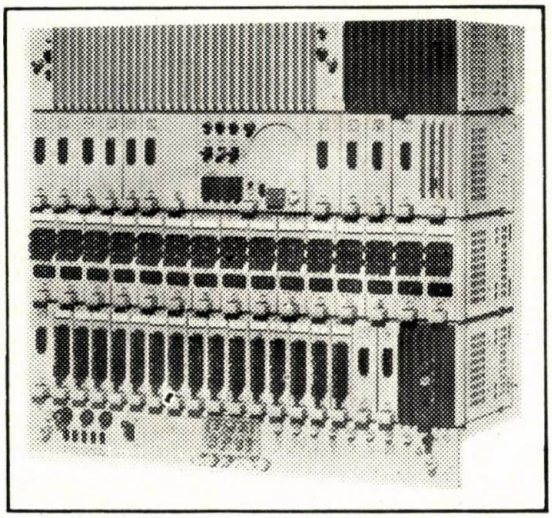
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

Se crede în general că anumite echipamente rezolvă toate problemele de transmisiune



SPS 723/02



TD1

Sistem multiplex cu impulsuri codificate cu 30 de canale

Alte persoane, multe alte persoane încredinţează transmisiunile lor sistemului Td1 proiectat şi construit de către tehnicieni de avangardă care sînt în măsură să satisfacă orice exigenţă.

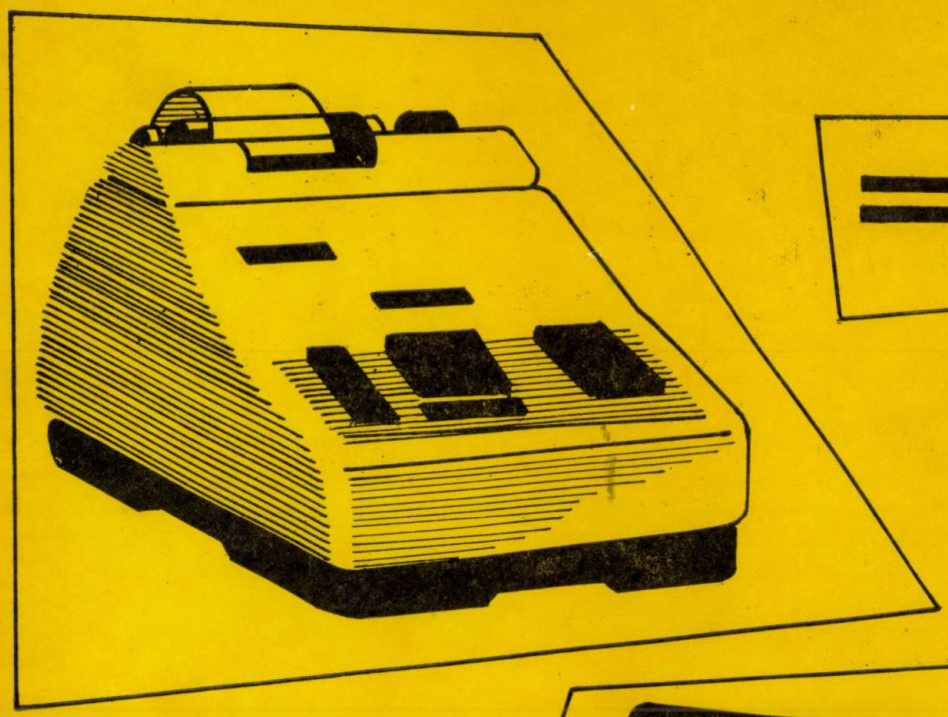
Sisteme pentru transmisiuni pe cablu de 30 de canale fonice cu două criterii de semnalizare pentru legături la distanţe mici şi medii pe cupluri simetrice chiar dacă nu de calitate optimală.

- înaltă calitate a transmisiunii
- înalt grad de siguranţă
- bună flexibilitate în utilizare
- instalaţie simplă şi întreţinere minimă
- cost neoneros

20149 Milano (Italia) — 12 P.le Zavattari — tel. 4388.1

ITALTEL - SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.

PUBLICOM



Produsele sînt de calitate superioară, au forme moderne, plăcute şi sînt mult apreciate atît pe piaţa internă cît şi pe cea externă.

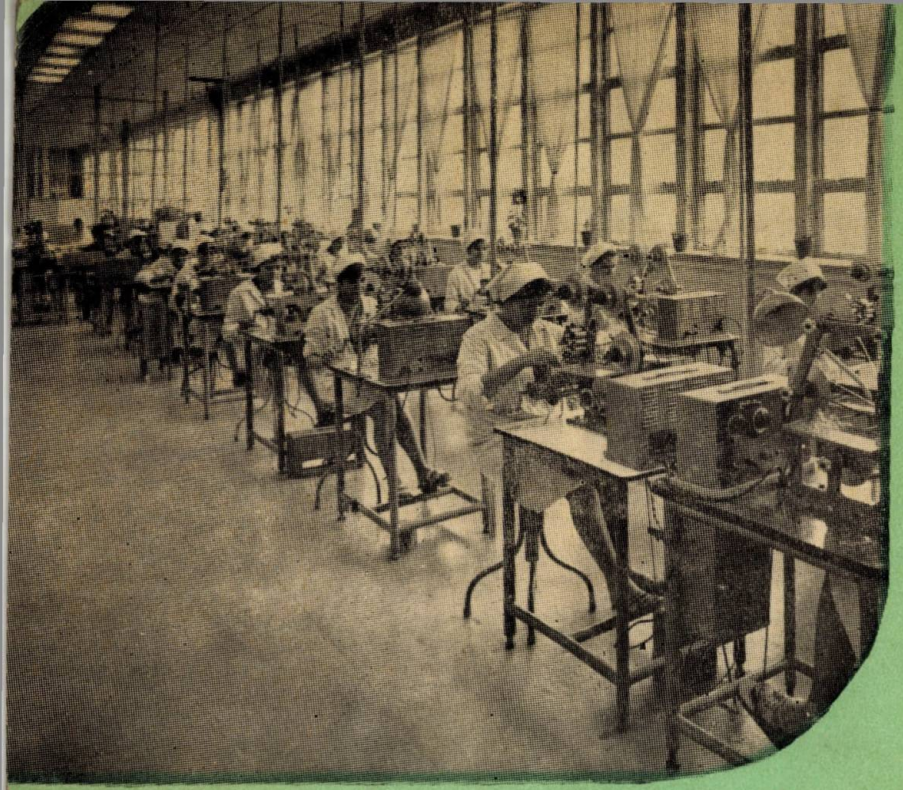
Întreprinderea „ELECTROMUREŞ" fabrică un bogat sortiment de produse electrocalorice de uz casnic şi industrial, maşini de calculat electromecanice precum şi o variată gamă de conductori electrici, cordoane pentru aparate de uz casnic, conducte şi cordoane de telecomunicaţii, precum şi seturi de cablaje electrice autotractor.

ELECTRO MUREŞ

ÎNTREPRINDEREA

Electromureş

TÎRGU MUREŞ, str. Kossuth L. nr. 112—114. Telefon: 11817-11818-11819. Telex: 035249



I.P.R.S. Băneasa

BUCUREŞTI II — ROMÂNIA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32,
Telefon 33.38.30 Telex 011.203

1974 FEB 05

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE
- ceramice

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO SI SEMICONDUCTORI BĂNEASA